LE HAUT-PARLEUR

AU BANC D'ESSAI 10 LECTEURS DE CD

ISSN 0337 1883

LE MAGAZINE DES TECHNIQUES DE L'ÉLECTRONIQUE

REALISEZ :
UN PROGRAMMATEUR DOMESTIQUE UNIVERSEL

VIDEO :
LIAISONS et CONNEXIONS CAMESCOPE MAGNETOSCOPE TELEVISEUR

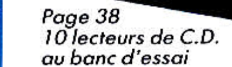
FACE A FACE :
Les magnétophones numériques DAT JVC XD-Z 505 et SONY DTC-55 ES

T 1843 - 1783 - 25,00 F

15 DECEMBRE 1990 N° 1783 - LXVIe ANNÉE

SOMMAIRE

LE DOSSIER DU MOIS : LES LECTEURS DE C.D.



Page 38
10 lecteurs de C.D. au banc d'essai

AU BANC D'ESSAI

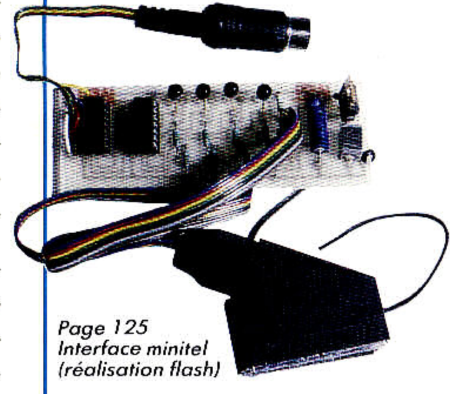
INITIATION

REALISATIONS



Page 146
Supertef 90

REALISATIONS « FLASH »



Page 125
Interface minitel (réalisation flash)

DOCUMENTATION - DIVERS



Page 102
Palette graphique Sony

Liaisons et connexions camescope magnétoscope téléviseur

Simples en apparence, mais souvent bien plus complexes qu'elles ne le laissent supposer à première vue, les liaisons et connexions nécessitées par le transfert – ou copie – des enregistrements, d'un camescope vers un magnétoscope, soulèvent parfois quelques difficultés. Notamment quand il s'agit de passer du standard PAL au standard SECAM, et, à plus forte raison, quand on souhaite opérer le transfert d'enregistrements en composantes séparées (S-VHS ou Hi-8) vers un classique magnétoscope de salon.

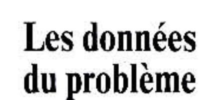


Les données du problème

Comme nous allons le voir, les solutions possibles sont fort nombreuses, même en éliminant d'office la formule du raccordement camescope-magnétoscope par le biais du modulateur UHF, formule à éviter si l'on veut pouvoir effectuer des transferts – ou des copies – de qualité.
En effet, et bien que les modulateurs UHF figurent dans la dotation de base de bon nombre de camescopes – ou soient proposés en option par les constructeurs – mieux vaut ne pas céder à la solution de facilité (un seul câble coaxial de liaison est nécessaire) caractérisant ce type de raccordement.
Cela, pour éviter les diverses altérations venant affecter les signaux vidéo et audio soumis aux étapes de modulation et démodulation successives qu'implique ce procédé. D'autant que semblable technique n'est pas applicable à la transmission des signaux audio stéréophoniques (pour le moment, en effet, il n'existe pas de modulateurs UHF « stéréo ») et encore moins à celle des signaux vidéo en composantes séparées, caractérisant le S-VHS et le Hi-8.

Les différents types de connexions

Ce n'est un mystère pour personne que la standardisation des prises et fiches de raccordement au niveau des camescopes et des magnétoscopes est bien loin d'être réalisée. En fait il existe une grande variété de standards : 7 en tout si l'on inclut la fiche péritélévision, et même 8 en comptant la toute récente fiche Ushiden, spécifique des matériels S-VHS et Hi-8, et qui est donc commune à ce type d'appareils. Ce qui n'est pas le cas des fiches et prises audio-vidéo, particulières à différents



constructeurs et dont l'existence se justifie – notamment au niveau des camescopes – pour réduire le nombre des prises traditionnelles montées sur ces derniers.

Ce qui était en fait l'un des principaux objectifs de la fiche péritélévision apparue en 1981 (fig. 1) et de la prise du même nom, couramment utilisée de nos jours sur les magnétoscopes et les téléviseurs.

Mais si l'on n'y prend pas garde, les connexions réalisées au moyen de câbles et de fiches péritélévision peuvent réserver quelques surprises.

Non pas que des variantes de câblage soient à redouter, comme dans les premiers temps, mais parce que la plupart des cordons disponibles dans le commerce ne sont pas en mesure de véhiculer tous les signaux nécessaires.

Notamment ceux destinés à la commutation « lente », tension continue destinée, sur les téléviseurs, à commuter automatiquement ces derniers en position audio-vidéo quand ils sont raccordés à un magnétoscope en mode lecture.

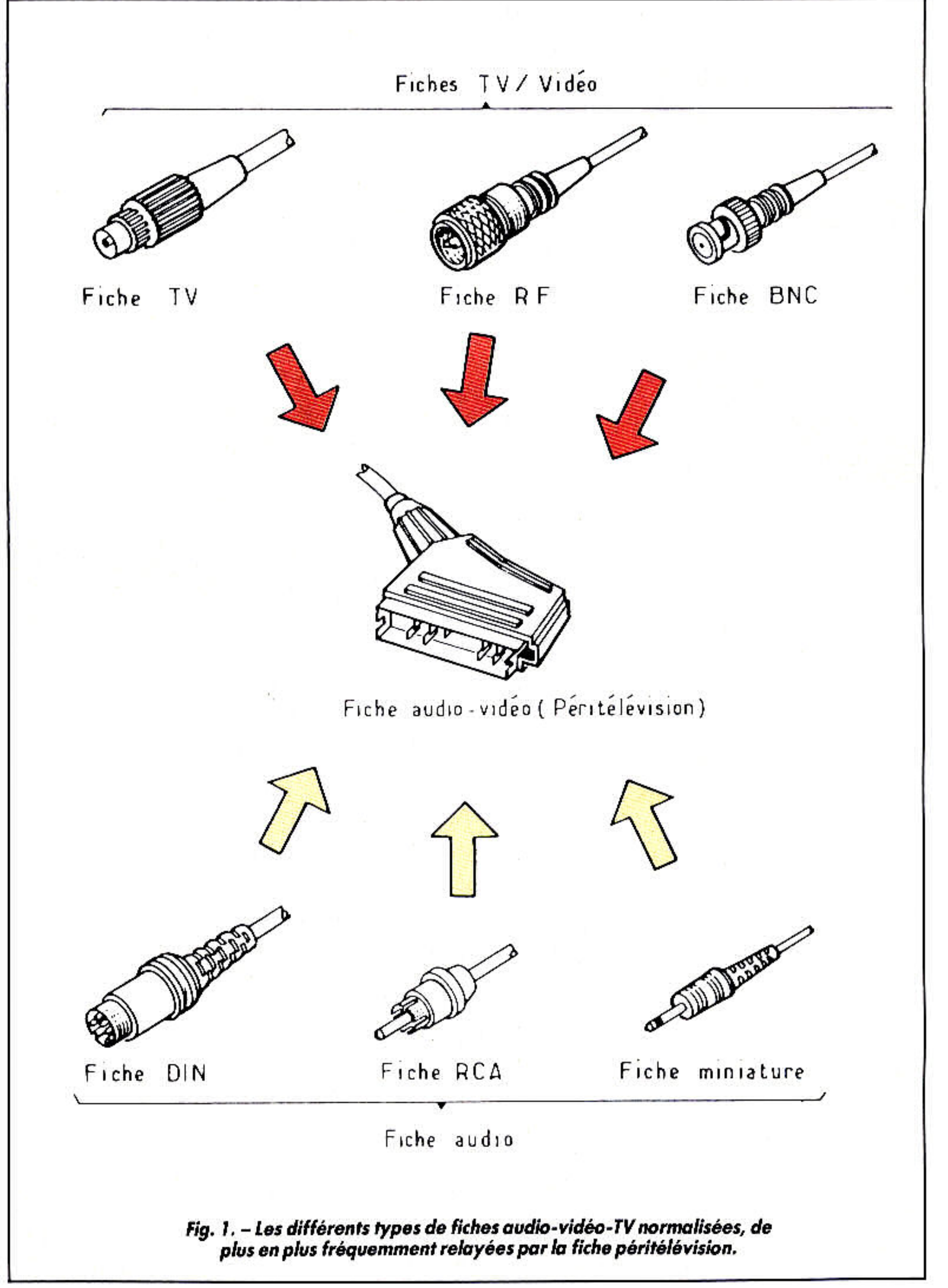


Fig. 1. – Les différents types de fiches audio-vidéo-TV normalisées, de plus en plus fréquemment relayées par la fiche péritélévision.

Les nouvelles exigences

Semblable carence n'est d'ailleurs pas la seule que l'on soit amené à constater car il est très fréquent que les cordons péritélévision ne soient câblés que pour l'acheminement des signaux audio « mono » (fig. 2a).

Or, actuellement, les camescopes stéréophoniques sont de plus en plus nombreux. Aussi, pour permettre l'acheminement, et, par voie de conséquence, la copie sur un magnétoscope stéréophonique des signaux audio émanant des voies gauche et droite, doit-on pouvoir disposer d'un cordon péritélévision dont les fiches sont câblées comme représenté figure 2b.

Cela n'est toutefois pas suffisant quand on est en présence de matériels S-VHS ou Hi-8 dont certains (magnétoscopes et téléviseurs essentiellement) sont équipés de prises péritélévision spéciales autorisant, grâce à une commutation adéquate, la transmission des signaux vidéo en composantes séparées (Y/C), leur conférant les mêmes possibilités d'utilisation que les prises S-vidéo à 4 contacts spécialement conçues à cet effet.

Force est alors de recourir à des cordons péritélévision équipés de fiches entièrement câblées (fig. 2c) permettant – ce qui est loin d'être négligeable – d'assurer en plus les liaisons RVB, c'est-à-dire la transmission des composantes « rouge », « vert » et « bleu » indispensables à certains modes de fonctionnement. Et plus spécialement ceux résultant de la mise en œuvre des convertisseurs Y/C-RVB permettant le branchement direct d'équipements S-VHS ou Hi-8 sur des téléviseurs classiques.

Mais, comme on l'aura constaté grâce au dessin de la figure 2c, les fiches et prises péritélévision ainsi câblées ne permettent en fait que la transmission des informations de luminance (Y-borne n° 20) caractéristiques des signaux en composantes séparées. Une commutation est donc indispensable, dans ce mode d'utilisation des fiches et prises péritélévision, pour assu-

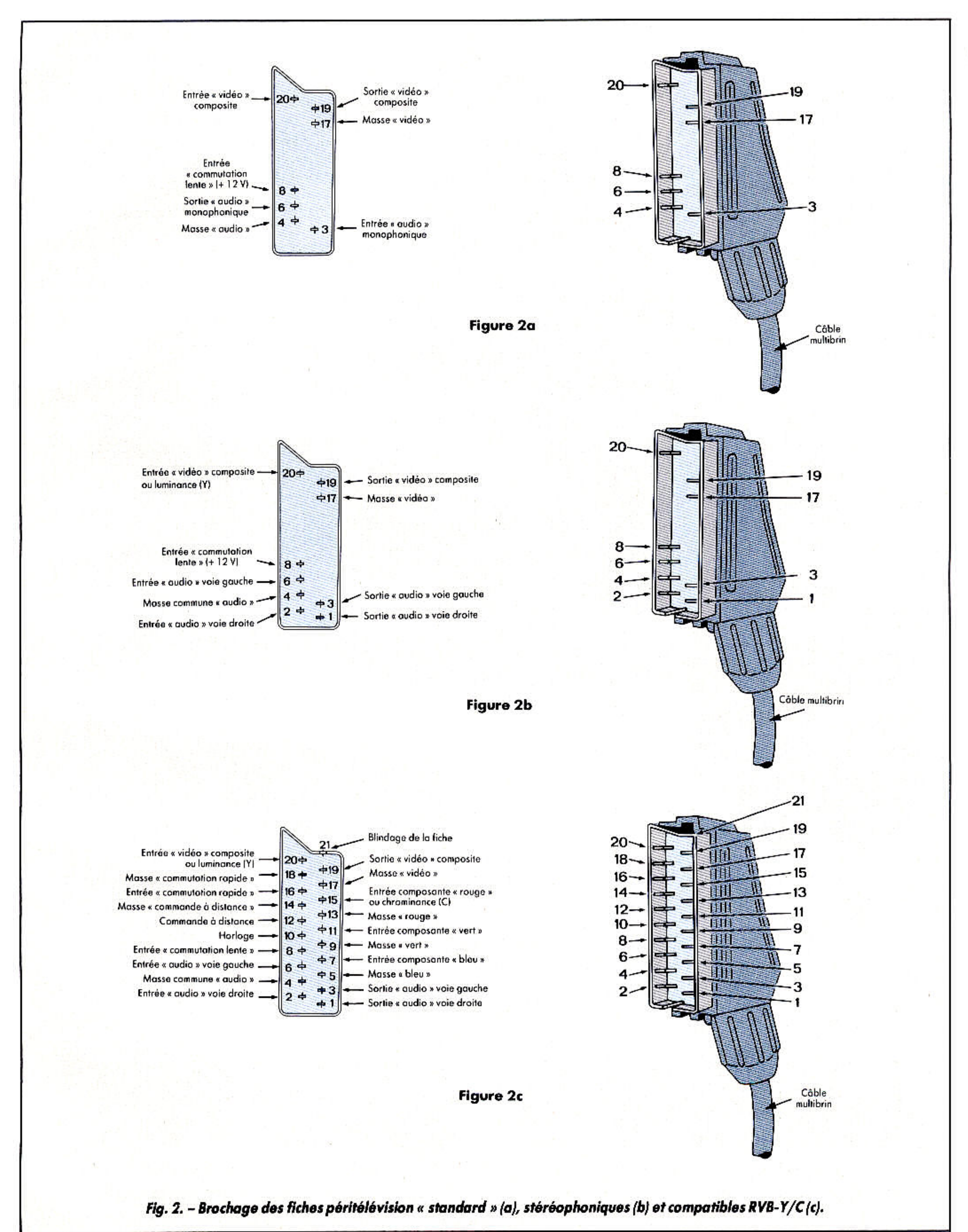


Fig. 2. – Brochage des fiches péritélévision « standard » (a), stéréophoniques (b) et compatibles RVB-Y/C (c).

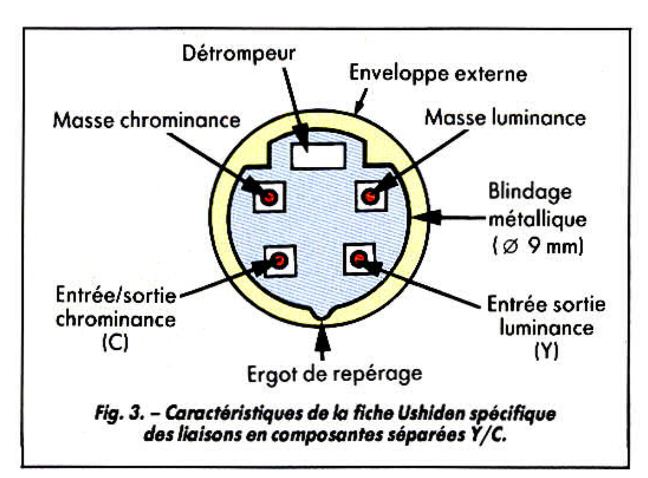


Fig. 3. – Caractéristiques de la fiche Ushiden spécifique des liaisons en composantes séparées Y/C.

rer l'acheminement des informations de chrominance (C), qui sont alors transmises par la borne n° 15, normalement affectée à l'entrée de la composante « rouge ».
Toutefois, la fiche S-vidéo spécifique, aujourd'hui universellement adoptée, est en fait la fiche Ushiden à 4 contacts, dont les caractéristiques essentielles sont données figure 3.
Fiche dont les contacts sont inversés (gauche/droite) par rapport à ceux des prises correspondantes montées sur les camescopes et magnétoscopes S-VHS et Hi-8.

Les principaux types de raccordement

Qu'il s'agisse de procéder au montage ou à une simple copie d'un enregistrement vidéo, à partir d'un camescope vers un magnétoscope, les problèmes rencontrés sont identiques. Il faut, d'une part, réaliser la liaison entre le camescope lecteur et le magnétoscope enregistreur et, d'autre part, tenir éventuellement compte des différences de standard couleur (PAL et SE-

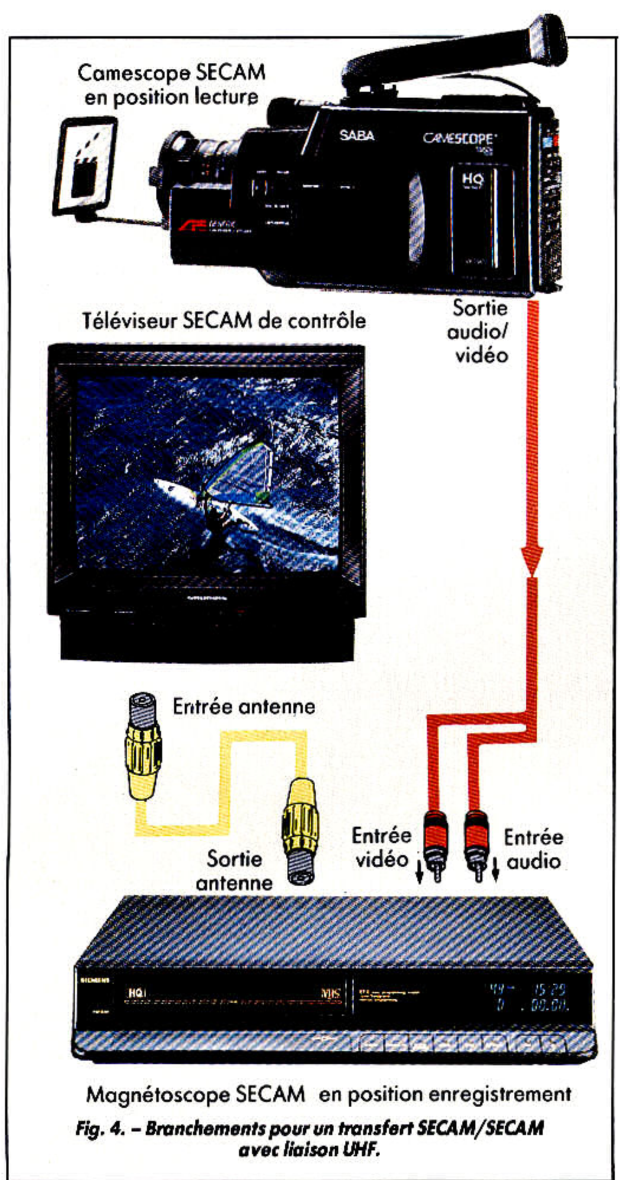


Fig. 4. – Branchements pour un transfert SECAM/SECAM avec liaison UHF.

Fig. 5. – Branchements pour un transfert SECAM/SECAM avec liaison péritélévision.

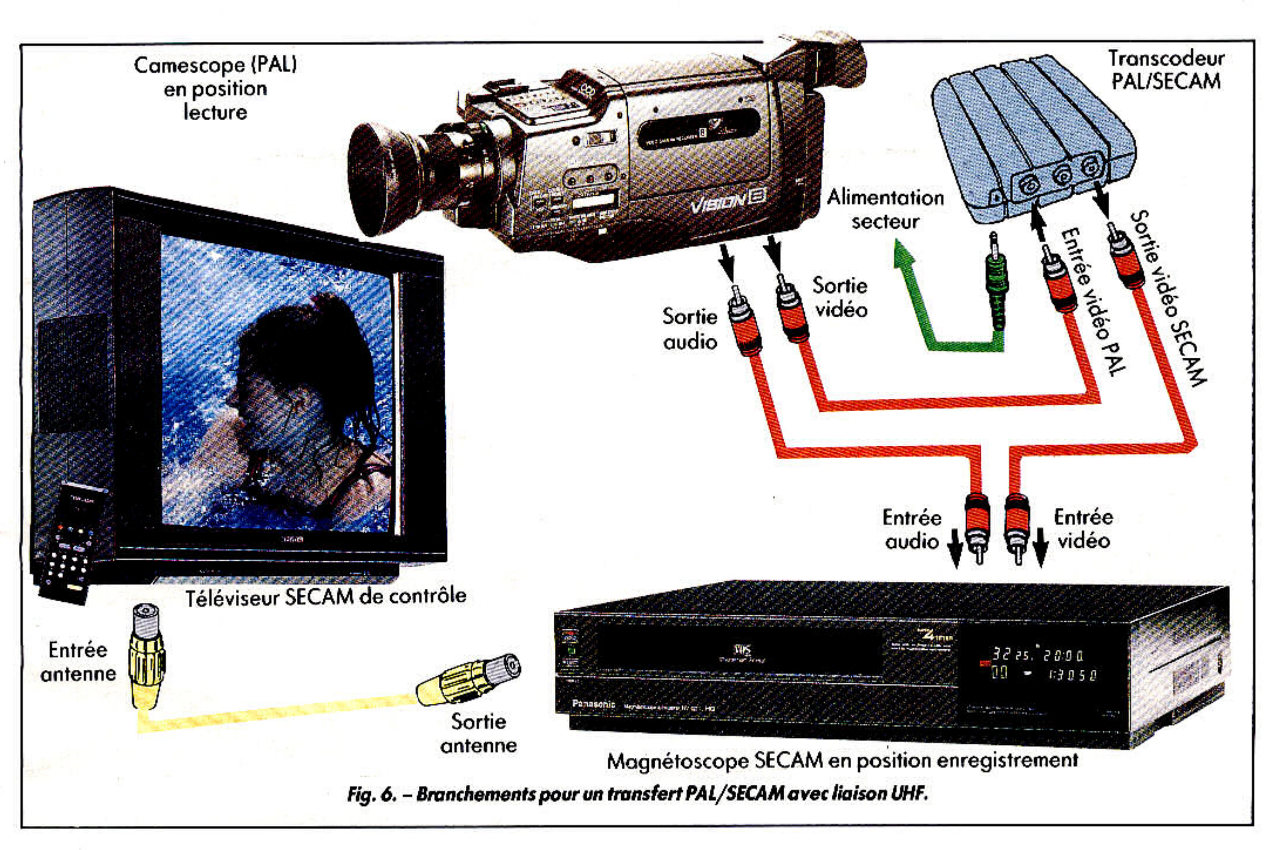


Fig. 6. – Branchements pour un transfert PAL/SECAM avec liaison UHF.

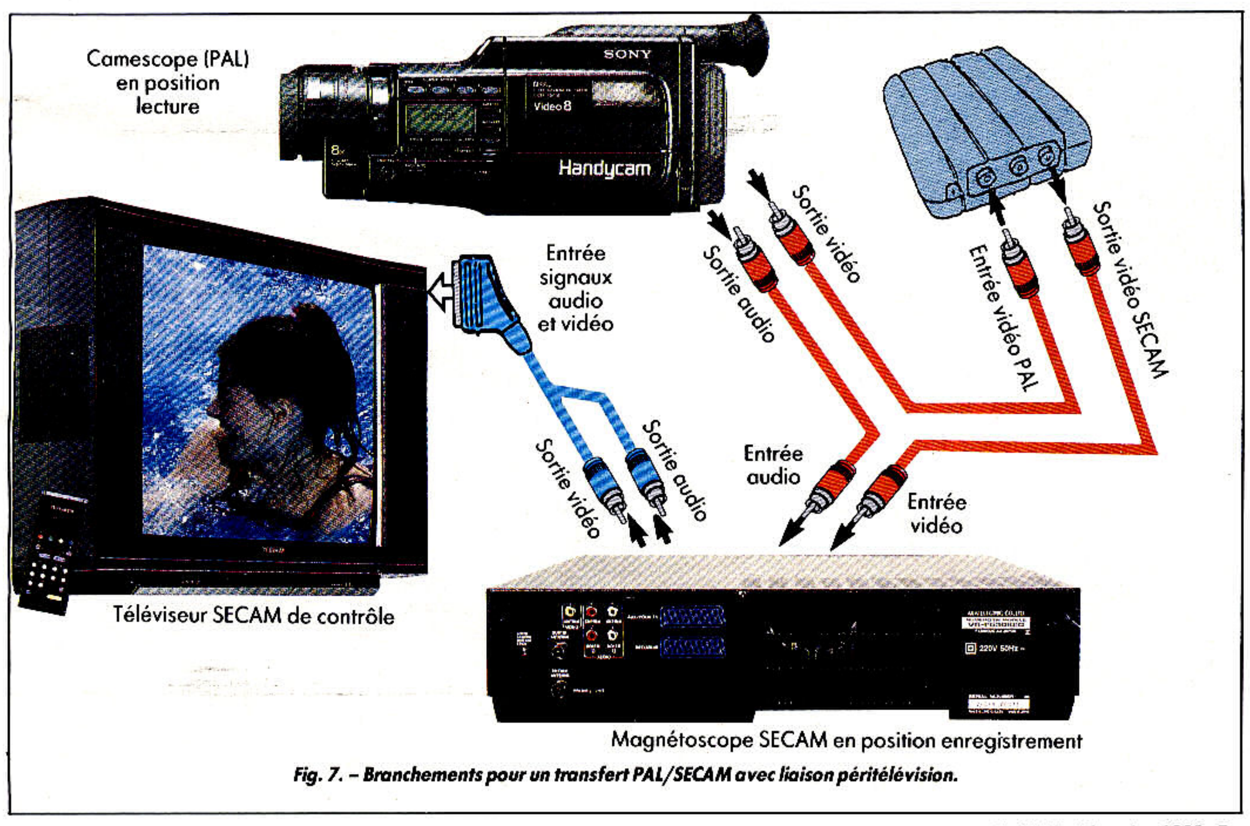


Fig. 7. – Branchements pour un transfert PAL/SECAM avec liaison péritélévision.

CAM) pouvant exister entre les deux appareils. Ainsi que de la nature des signaux vidéo enregistrés (composites ou en composantes séparées Y/C) que l'on souhaite transcrire. Entrent ensuite en ligne de compte certaines modalités de branchement résultant de la liaison au téléviseur de contrôle (péritélévision ou UHF) ou des caractéristiques des signaux audio : « mono » ou « stéréo ». Ce sont ces différents cas que nous allons passer successivement en revue.

Notons, toutefois, au préalable, que le passage d'un format à un autre – par exemple du vidéo-8 au VHS et réciproquement – ne pose aucun problème particulier. Et pas davantage quand on décide de transférer des enregistrements en composantes séparées (S-VHS et Hi-8) sur des magnétoscopes classiques (VHS ou vidéo-8), étant entendu que, en pareille hypothèse, les copies effectuées sont alors tributaires des possibilités de ces formats de base.

Transfert SECAM/SECAM

Il s'agit de la formule classique par excellence, mettant en œuvre un camescope SECAM – utilisé en position lecture – et un magnétoscope SECAM utilisé en tant qu'enregistreur.

Deux modes de branchement sont toutefois envisageables selon que la liaison au téléviseur de contrôle est réalisée par l'intermédiaire de l'entrée antenne de celui-ci, ou au moyen d'un câble péritélévision. Ces deux possibilités sont illustrées par les figures 4 et 5, où l'on voit que les sorties audio et vidéo du camescope lecteur sont respectivement connectées aux entrées audio et vidéo du magnétoscope enregistreur.

Transfert PAL/SECAM

Les camescopes vidéo-8, on le sait, étant exclusivement – à l'échelle européenne – en

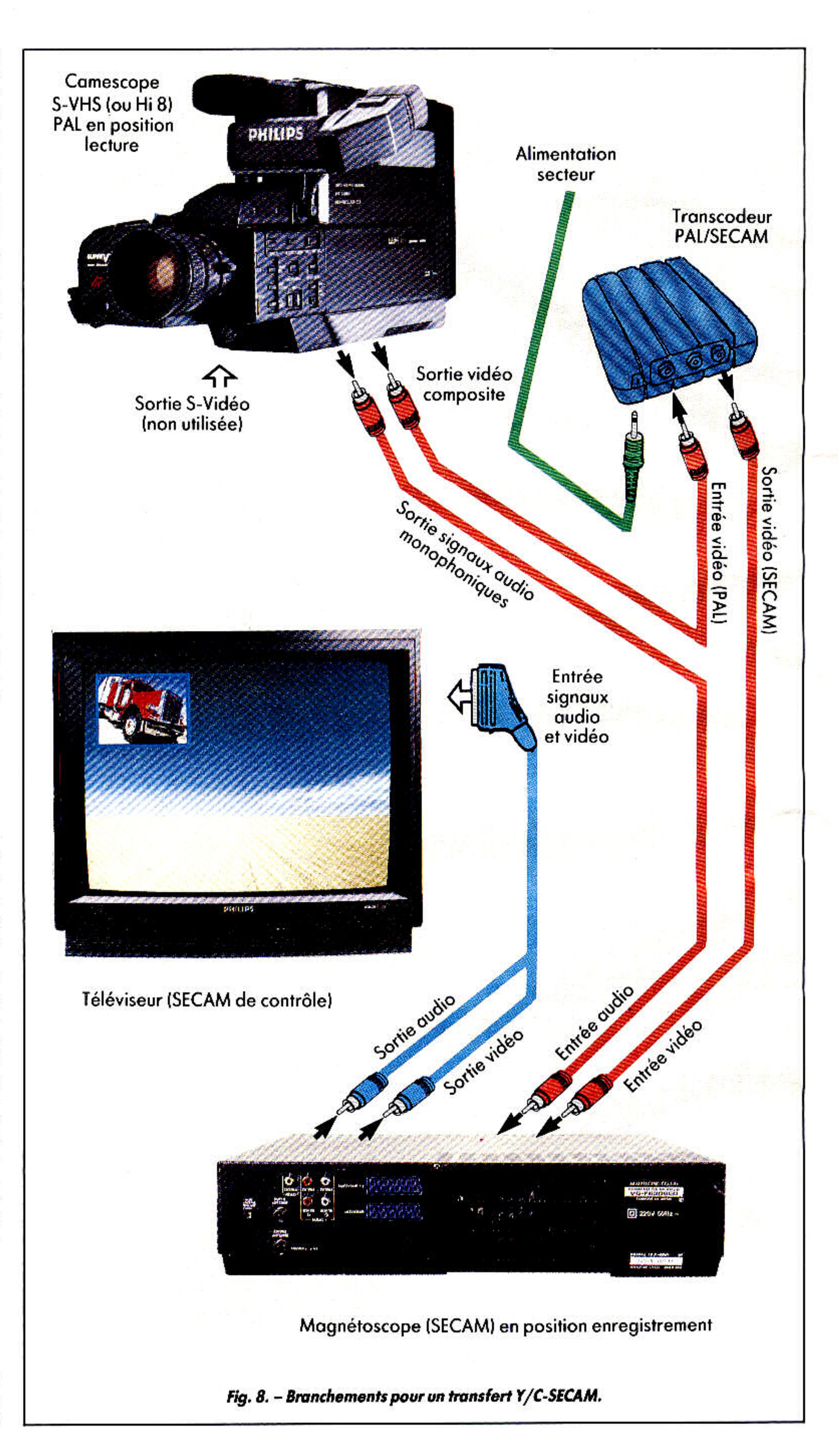


Fig. 8. – Branchements pour un transfert Y/C-SECAM.

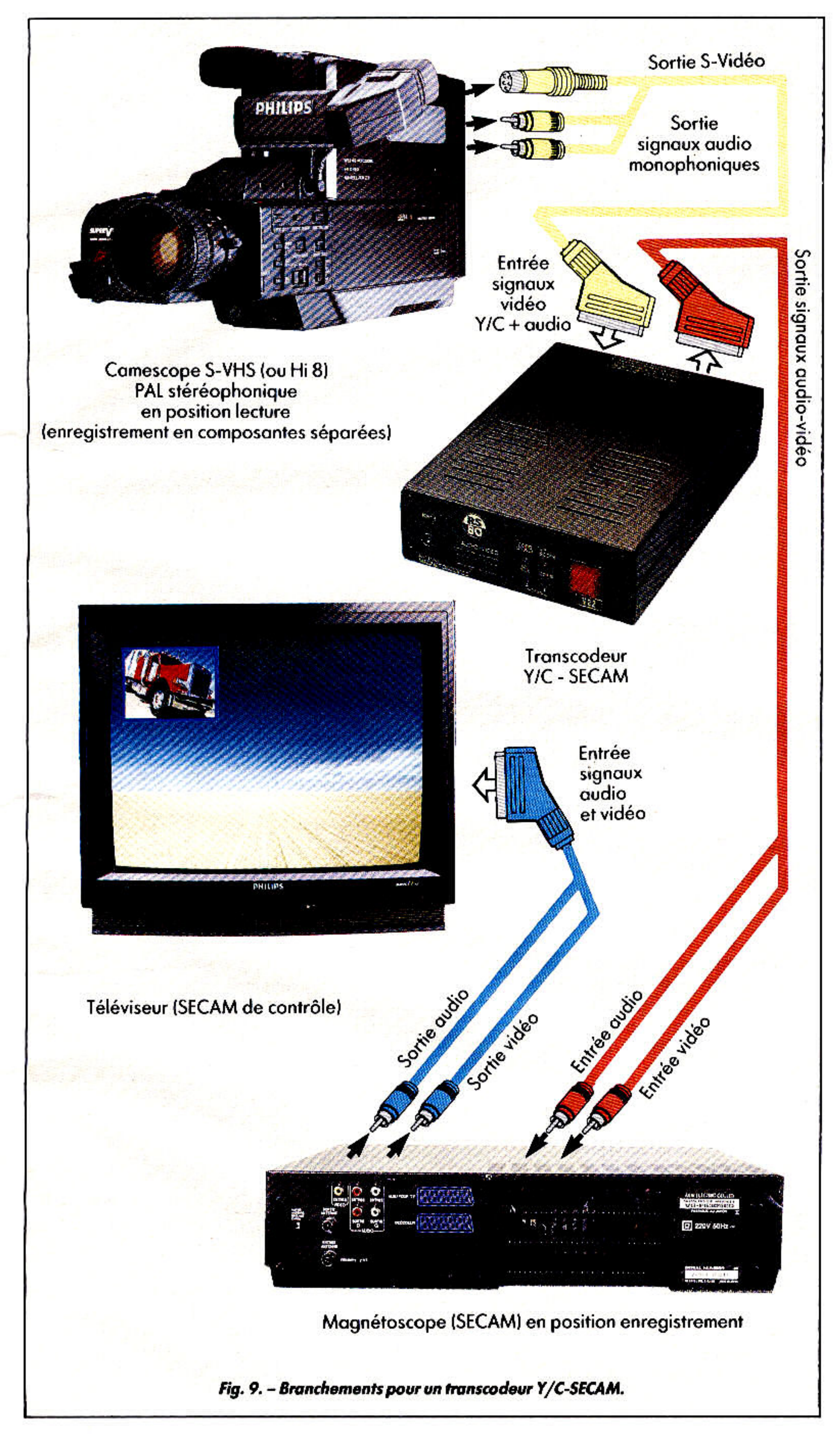


Fig. 9. – Branchements pour un transcodeur Y/C-SECAM.

standard PAL, il s'avère indispensable d'opérer un transcodage PAL/SECAM quand on désire procéder au transfert d'enregistrements vidéo-8 sur un magnétoscope SECAM.

Semblable intervention se justifie d'ailleurs quand on est en présence de certains camescopes VHS-C qui ne fonctionnent que selon les spécifications du standard PAL.

Dans ces différents cas, un transcodeur PAL/SECAM doit alors être inséré dans la liaison reliant la sortie vidéo du camescope PAL, à l'entrée vidéo du magnétoscope SECAM. Quant aux signaux audio, ils transitent directement de la sortie audio du camescope lecteur à l'entrée audio du magnétoscope enregistreur.

Ce qui est illustré par les dessins des figures 6 et 7, dont les différences essentielles reposent, comme précédemment, sur les modes de liaison au téléviseur de contrôle. C'est ainsi qu'en figure 6 nous avons représenté un branchement *via* l'entrée antenne du téléviseur, tandis qu'en figure 7 nous avons matérialisé une liaison péritélévision.

Transfert Y/C-SECAM

Souvent à l'origine d'une cause d'inquiétude – d'ailleurs non fondée – le transfert d'enregistrements en composantes séparées (S-VHS et Hi-8) vers un magnétoscope classique, est, en réalité, facile à réaliser.

En effet, tous les camescopes S-VHS et Hi-8 disposent d'une sortie de signaux vidéo composites, obtenus à partir d'un convertisseur-mélangeur intégré dans ces appareils. Rien ne s'oppose donc à ce que l'on procède, sur ces camescopes, à la lecture d'enregistrements effectués en composantes séparées afin de les copier d'une manière classique.

La formule est d'ailleurs très intéressante car on gagne, de cette façon au moment de la lecture, sensiblement sur la définition horizontale des images ainsi restituées, qui se

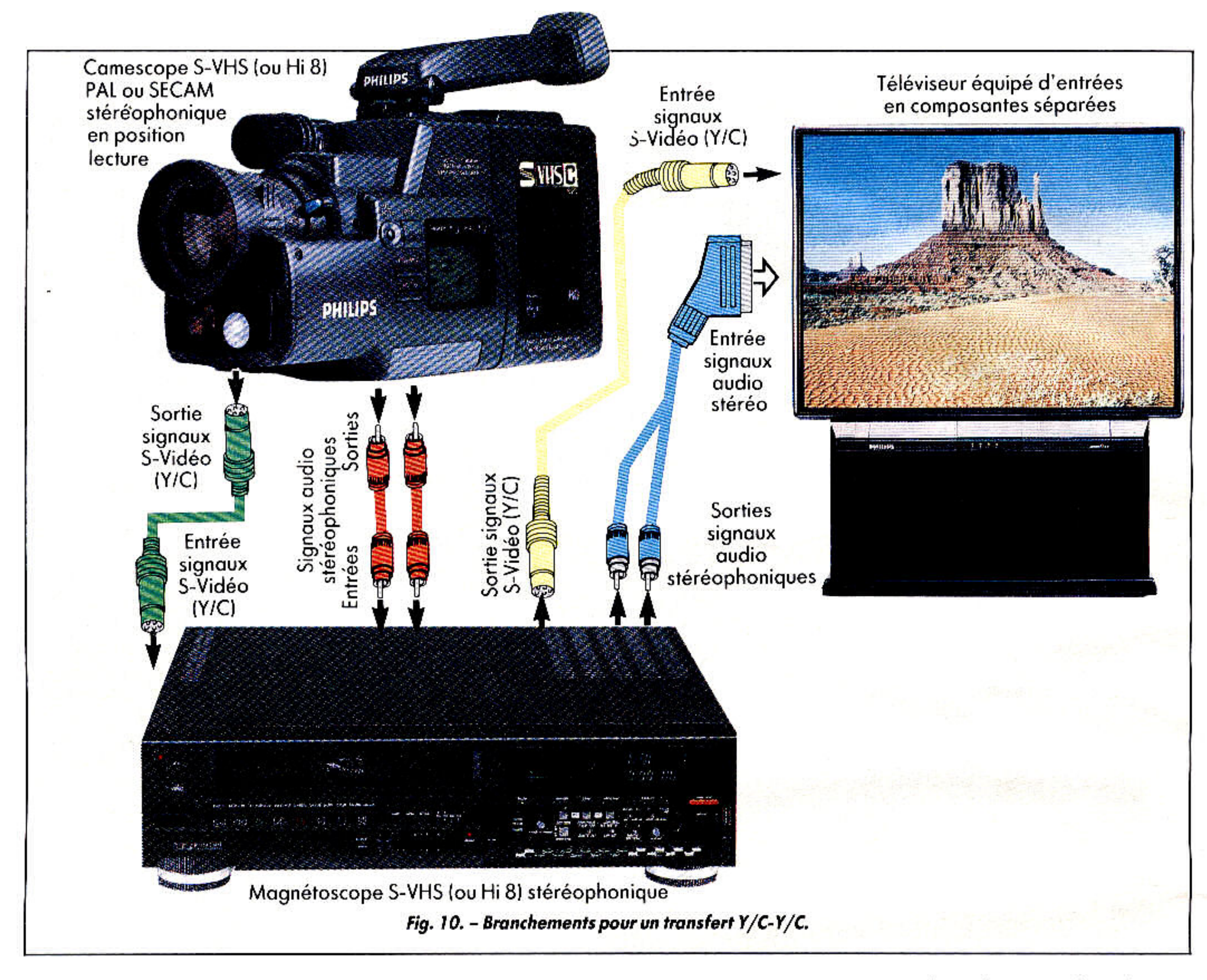


Fig. 10. – Branchements pour un transfert Y/C-Y/C.

situe en moyenne autour de 350 points/ligne, au lieu de 250 points/ligne obtenus en mode standard.

D'où des copies d'une qualité supérieure à celles réalisées à partir d'images enregistrées en signaux composites.

Le mode de branchement correspondant est illustré figure 8 et présente une analogie évidente avec celui de l'exemple précédent. Notamment en raison de la présence d'un transcodeur PAL/SECAM, rendu obligatoire du fait que l'immense majorité des camescopes S-VHS et Hi-8 est du type PAL.

Particularité à noter, car elle est importante : bien que les enregistrements lus soient en composantes séparées, il y a lieu de se raccorder à la sortie signaux vidéo composites pour pouvoir opérer la copie de ces derniers sur un magnétoscope traditionnel.
En revanche, dans l'exemple de la figure 9, et bien qu'il s'agisse toujours de transférer des enregistrements en composantes séparées sur un magnétoscope standard, la sortie des signaux vidéo doit s'effectuer au niveau de la prise « S ».
Cela, compte tenu qu'il est fait appel à un transcodeur d'un type particulier (Y/C-SECAM) opérant directement à partir des signaux Y/C délivrés par un camescope S-VHS ou Hi-8.
Il s'agit là d'une formule particulièrement intéressante, tant du point de vue technique que des résultats obtenus, et qui permet une excellente exploitation des signaux Y/C. Ce qui n'est pas toujours pleinement réalisé par les convertisseurs intégrés à certains camescopes de grande diffusion.

Transfert Y/C-Y/C

Dernier type de copie a être évoqué, le transfert de signaux Y/C émanant d'un camescope S-VHS ou Hi-8 vers un magnétoscope disposant d'entrées pour signaux Y/C représente la solution technique la plus évoluée.

Car, d'un bout à l'autre de la chaîne, les signaux de luminance et de chrominance sont traités séparément.

On conserve de la sorte quasi intégralement les caractéristiques de définition de la luminance et la précision de restitution de la chrominance au niveau des images recopiées sur le magnétoscope enregistreur.

Il ne faut toutefois pas oublier pour autant – dans le cas d'une liaison vidéo de type Y/C – que les signaux audio d'accompagnement sont acheminés par des câbles spécifiques, les raccordements correspondants étant illustrés par le dessin de la figure 10.

Une variante – notamment pour la liaison vers le téléviseur – peut être fournie par l'emploi d'un cordon péritélévision regroupant les divers câbles véhiculant les signaux Y/C et audio.

Dans ce cas, il ne faut évidemment pas oublier d'opérer la commutation adéquate afin d'affecter les signaux de chrominance à la broche correspondante de la prise péritélévision du téléviseur utilisé, dans la mesure où celui-ci offre une telle possibilité.

C.D.

JVC: pas seulement le VHS et la vidéo-TV

Encore une firme, cette fois japonaise, plus connue sous son logo abrégé – à l'instar de JBL et de B & W – qu'à cause de son appellation initiale. JVC, cela signifie curieusement Japan Victor Compagny. Pourtant, rien d'étonnant à cela puisque, initialement, JVC fut fondé (1927) en tant que filiale d'une société de production de disques US, Victor Talking Machine – qui devint par la suite RCA Victor –, immortalisée par le célèbre Nipper (petit chien blanc tacheté de noir qui dresse l'oreille vers le pavillon d'un phonographe mécanique pour mieux percevoir la voix de son maître gravée sur le disque). Ce qui explique que, si JVC est essentiellement connu pour avoir été à l'origine du VHS et l'avoir imposé au monde entier (près de 200 marques distribuent des VHS), ce passé audio n'a pas été abandonné pour autant, bien au contraire. De nos jours, JVC continue d'enregistrer et de presser des disques – des CD pour la plupart – et d'étudier et de fabriquer des ensembles destinés à les reproduire pour le plaisir de l'oreille. Autrement dit, JVC est aussi fort versé dans tout ce qui a trait à la HiFi tout en s'orientant, depuis quelques années, vers des applications professionnelles de l'audio (matériels de studios et agencement des studios du point de vue de l'acoustique architecturale).



Le Centre de Recherche et de Développement de JVC à Kurihama.

JVC, c'est 21 000 personnes (13 000 au Japon et 8 000 en dehors des frontières de l'archipel nippon) dont plus de 3 000 se consacrent essentiellement à l'audio qui représente 19 % du chiffre d'affaires*. Principaux centres de production audio : Yamato (à quelques dizaines de kilomètres au sud-ouest de Tokyo) et Maebashi (à quelque 120 km au nord-ouest de la capitale) l'un et l'autre employant chacun plus de 1 000 personnes. Particularité : chaque centre possède son propre laboratoire R & D, l'ensemble de ces laboratoires (audio ou vidéo) étant appuyé par le centre R & D de Kurihama, lequel ne compte pas moins de 500 ingénieurs et techniciens...

C'est à Yamato que s'est déroulée une partie du séminaire JVC à l'intention des journalistes de la presse spécialisée, séminaire destiné à faire connaître les dernières innovations et évolutions technologiques de la firme nippone dans le domaine de l'audio. Notre propos sera donc d'examiner quelles sont les orientations les plus récentes de JVC s'agissant de la restitution du son. Tout d'abord, nous aborderons le maillon le plus faible de la chaîne électro-acoustique : l'enceinte et ses haut-parleurs.

Dans cette spécialité, JVC s'est attaché à conserver la dynamique élevée et le rapport signal/bruit des sources numériques actuelles (disques compacts en particulier et,

* Chiffre d'affaires 1989 (1/4/1989 au 31/3/1990) : 866,5 milliards de yens (100 yens = 3,60 francs français)

dans une moindre mesure, cassettes DAT et radiodiffusion par satellite) tout en respectant un certain nombre d'impératifs fondamentaux pour une reproduction sonore de qualité :

- Réponse linéaire en fréquence et faible distorsion sur toute la bande des sons audibles.
- Variations minimales de la phase aux fréquences de recouvrement du filtre.

Pour parvenir à un système s'approchant de l'enceinte acoustique idéale, les ingénieurs de JVC ont travaillé dans plusieurs directions : étude de nouveaux matériaux pour diaphragmes, analyse des réflexions des ondes sonores à l'intérieur des coffrets constitutifs des enceintes ainsi que des diffractions sur les parois externes de celles-ci, recherche des configurations permettant de réduire les variations de phase aux fréquences de transition du filtre.
Dès à présent, ces travaux ont été concrétisés par la mise au point d'un diaphragme en diamant pur pour tweeter, utilisé dans l'enceinte haut de gamme SX-1000. Au commencement des travaux, ce diaphragme était constitué d'un support céramique (alumine agglomérée) sur lequel était déposée une couche cristalline de diamant, couche déposée par vaporisation chimique. Deuxième stade : le passage à la seule couche cristalline de diamant.

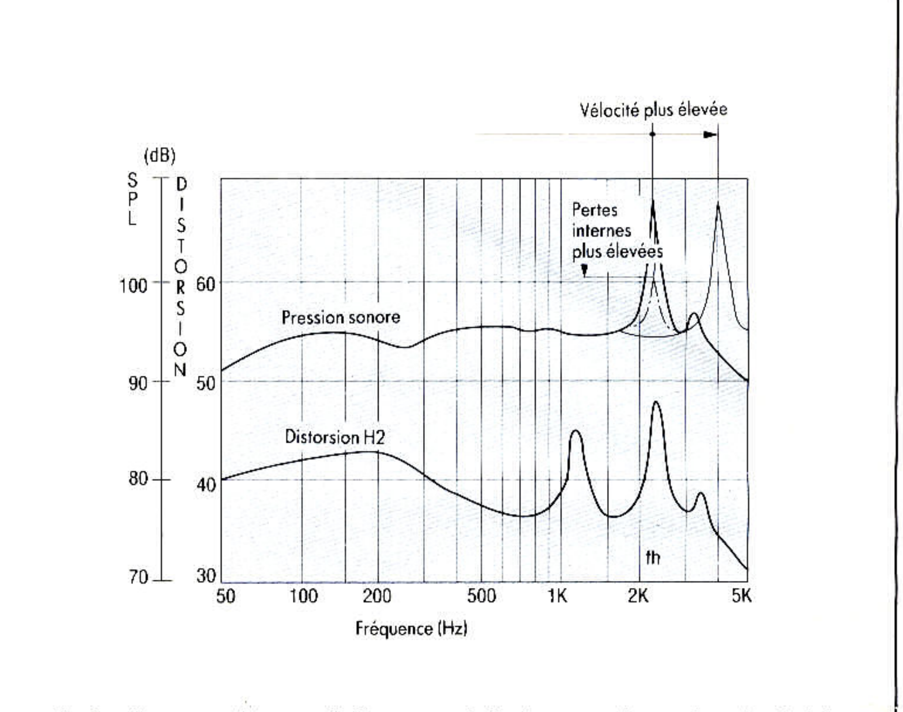


Fig. 1. – Réponses en fréquence de divers types de diaphragmes : plus grande est la vélocité du son dans le matériau et plus élevée est la fréquence de résonance f_h ; plus les pertes dans le matériau sont grandes et plus la résonance est amortie.



▲ L'enceinte SX-1000...
... et sa configuration interne. On notera l'épaisseur de la face ▶ avant et aussi l'asymétrie de cette enceinte par rapport à la précédente (l'une est une enceinte à positionner à gauche et l'autre à droite).

Intérêt de cette évolution ? On sait que le diaphragme idéal peut être résumé en une phrase : il doit avoir une réponse linéaire en fréquence d'une part et se déplacer comme un piston d'autre part. Avec un tel diaphragme, la réponse aux fréquences de transition du filtre sera linéaire et les aberrations de phase causées par le filtre à ces fréquences seront faibles. En outre, l'ajustement précis des fréquences de transition du filtre n'est pas nécessaire quand un diviseur numérique de voies est utilisé.

Au sens de la Physique, le diaphragme idéal devra être constitué d'un matériau pré-

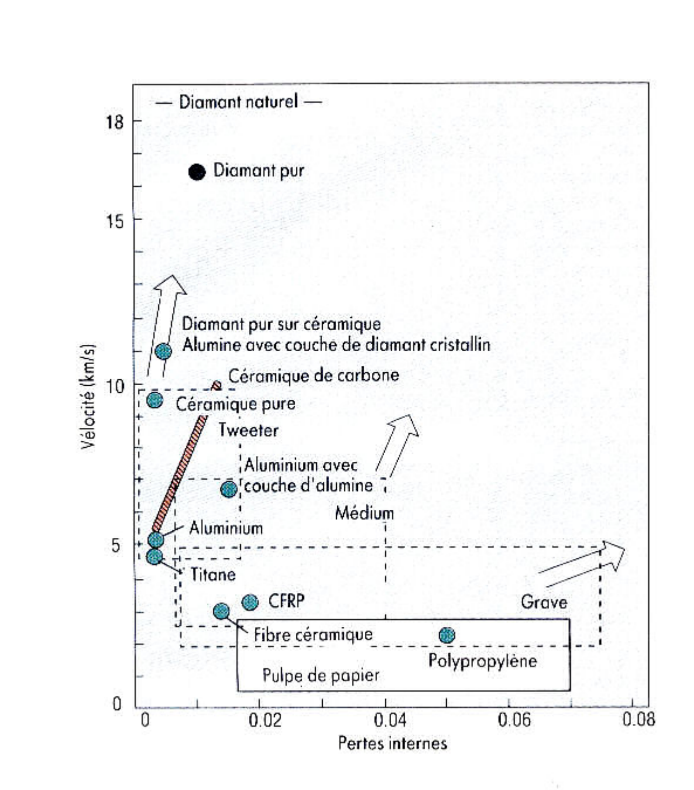


Fig. 2. – Equilibre entre la vélocité (en km/s) et les pertes dans le matériau constitutifs des diaphragmes ; en tirets, les zones convenant aux haut-parleurs de graves, de médium et d'aigu ; en trait plein, la zone couverte par les diaphragmes (membranes) en pulpe de papier (cellulose).

sentant des pertes internes très élevées et dans lequel le son se déplace à la plus grande vitesse possible. Plus grande sera la vélocité et plus haute sera la fréquence de résonance f_h du diaphragme, alors que plus grandes seront les pertes et plus la résonance aura son pic amorti (fig. 1).

Cependant, avec les matériaux conventionnels, accroître à la fois vélocité et amortissement s'avère extrêmement difficile parce que ces deux caractéristiques sont interdépendantes : augmenter l'une conduit à diminuer l'autre. Il convient donc de parvenir à un équilibre optimal entre ces deux paramètres en fonction de la bande de fréquence dans laquelle fonctionnera le diaphragme (fig. 2).

Suivant qu'il s'agit d'un haut-parleur pour grave, pour médium ou pour aigu, il conviendra que le diaphragme s'adapte à ces utilisations spécifiques :

– Pour le haut-parleur de graves, les pertes internes devront être les plus élevées possibles pour réduire le pic de résonance à f_h.

– Pour le médium – important parce qu'il contient le plus d'informations musicales – il est souhaitable d'obtenir un fonctionnement en piston sur toute la bande reproduite, donc de rejeter f_h en dehors de celle-ci et pour cela d'avoir la vélocité maximale.

– Pour l'aigu, il faut rejeter f_h le plus loin possible de la gamme des fréquences élevées audibles.

Il convient également que la rigidité à la flexion du diaphragme – qui prend en compte le module d'Young et l'épaisseur du diaphragme qui intervient à la puissance troisième – utilisée pour exprimer la résistance absolue d'un matériau. Si cette valeur est faible, des déformations apparaîtront à des fréquences inférieures à f_h, ce qui se traduira par une réponse en fréquence non linéaire.

En conséquence de quoi, un diaphragme idéal doit présenter une rigidité à la flexion importante, spécialement s'il est utilisé aux basses fréquences.

Outre les nécessités évoquées ci-dessus, les diaphragmes, quel que soit le domaine fréquentiel couvert, doivent être les plus légers possibles. Plus un diaphragme est léger et mieux l'énergie est utilisée. C'est en ce sens et suivant ces critères que JVC a développé son diaphragme en diamant pur, ce matériau étant choisi par rapport aux autres parce qu'il montre, de loin, la plus haute vélocité s'agissant de la propagation du son (fig. 3).

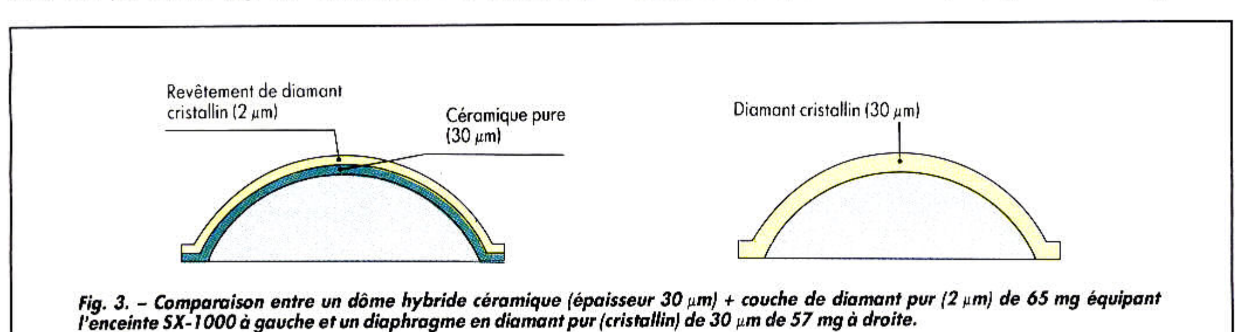


Fig. 3. – Comparaison entre un dôme hybride céramique (épaisseur 30 μm) + couche de diamant pur (2 μm) de 65 mg équipant l'enceinte SX-1000 à gauche et un diaphragme en diamant pur (cristallin) de 30 μm de 57 mg à droite.

Le processus de fabrication de ce diaphragme met en œuvre une méthode de déposition par évaporation chimique en présence d'hydrogène et de méthane, dans un plasma ou par apport de chaleur ; un procédé à la fois sophistiqué et très critique quant aux conditions de fabrication, en particulier en ce qui concerne la température et le débit gazeux qui doivent être contrôlés avec précision. A propos du procédé de fabrication, précisons que la couche de diamant pur (de 30 μm d'épaisseur) est déposée sur un substrat, qui sera ensuite retiré ; et ajoutons que le diamant sous forme cristalline a une densité inférieure de 13 % à celle de l'alumine.

Le tableau I et la figure 4 comparent les propriétés physiques du diamant pur et d'autres matériaux utilisés pour la fabrication des diaphragmes. On remarquera que, par rapport à l'association diamant avec substrat céramique, le diamant pur possède une vélocité de 1,5 fois supérieure et un module d'Young double. Ces

Tableau I. – Comparaison des propriétés physiques des matériaux pour diaphragmes de haut-parleurs (aigu).

Matériau	Vitesse (m/s)	Module d'Young (Pa)	Masse spécifique (g/cm³)	Pertes internes
Titane	4 900	$1,1 \times 10^{11}$	4,5	0,003
Aluminium	5 100	$0,7 \times 10^{11}$	2,7	0,003
Céramique	9 400	$3,4 \times 10^{11}$	3,8	0,0035
Diamant/céramique	11 000	$4,6 \times 10^{11}$	3,8	0,004
Diamant pur	16 500	$9,0 \times 10^{11}$	3,3	0,01
Diamant	18 500	12×10^{11}	3,5	–

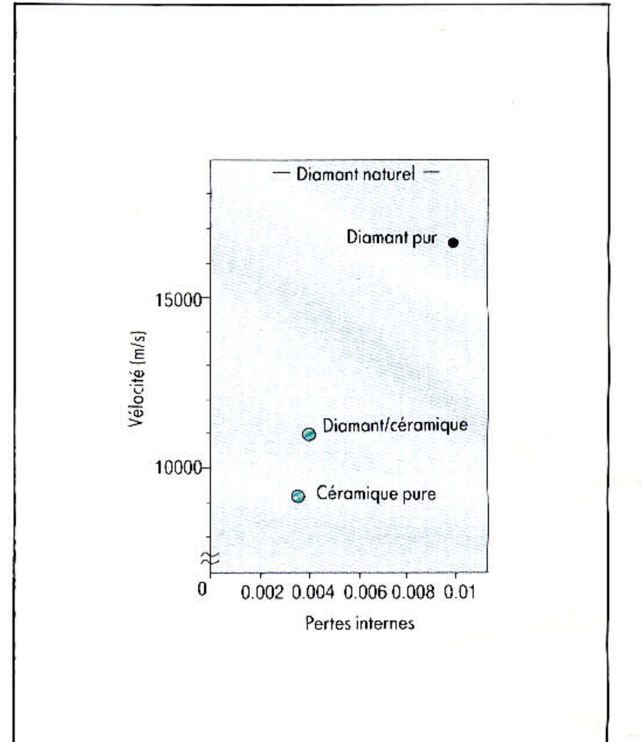


Fig. 4. – Propriétés physiques des matériaux pour diaphragmes les plus récents considérés des points de vue vélocité et pertes internes. On pourra également se reporter au tableau I.

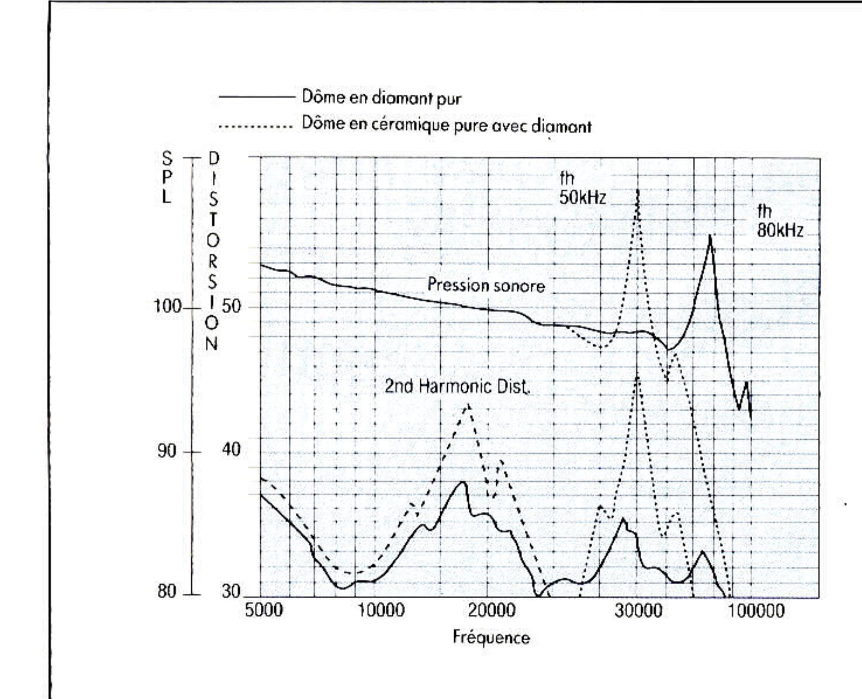


Fig. 5
Comparaison entre la réponse en fréquence et la distorsion harmonique d'un dôme en céramique avec revêtement de diamant pur (en pointillés) et d'un dôme en diamant pur (en trait plein).

propriétés s'approchent de celles du diamant naturel, faisant du diamant pur le meilleur qui soit pour les diaphragmes, en particulier pour les tweeters. Et comme, en outre, il possède des pertes internes relatives importantes, il fera merveille dans cet emploi.

Quant aux résultats des mesures de réponse en fréquence, ils font l'objet de la figure 5, qui compare un dôme en diamant pur et un dôme avec revêtement de diamant cristallin sur un support céramique. La réponse en fréquence s'étend plus loin pour le premier cité (f_h = 80 kHz contre 50 kHz) avec une diminution de 5 dB de l'amplitude du pic de résonance, par ailleurs la réduction des taux de distorsion harmonique est l'indice d'un meilleur fonctionnement en piston.

En ce qui concerne la reproduction du médium, le haut-parleur de la SX-1000 fait appel pour son diaphragme à une couche de diamant amorphe déposée sur un support céramique. Comme le montre le tableau II, si la céramique pure présente une vélocité élevée, ni ses pertes internes – trop faibles – ni sa masse – trop élevée – ne peuvent conduire à l'idéal. Toutefois, avec la solution retenue, les performances ont été améliorées (fig. 6).

Enfin, s'agissant du haut-parleur chargé du grave, le diaphragme est constitué de pulpe de papier recouverte d'une couche hybride de fibres de carbone et de résine époxy (fig. 7). Le tableau III montre qu'un tel diaphragme bénéficie d'une haute vélocité (pour une membrane destinée à un haut-parleur de grave) mais aussi que ses pertes et sa rigidité à la flexion sont insuffisantes ; en outre, il s'avère un peu lourd. Aussi JVC s'oriente-t-il actuellement vers une autre structure, uniquement à base de fibres de carbone et de résine époxy.

Quant aux mesures effectuées sur les prototypes de la SX-1000 (fréquences de transition du filtre : 500 et 4 000 Hz) adoptant divers positionnements des haut-parleurs sur la face avant de l'enceinte, elles ont montré que la disposition finalement retenue donnait une réponse plus régulière avec un son semblant parvenir d'une source ponctuelle, ce qui n'était pas du tout le cas avec les haut-parleurs alignés suivant une verticale.

Même préoccupation de JVC quant à la restitution sonore à partir de sources numériques, mais cette fois s'agissant des amplificateurs de puissance, et tout d'abord à propos de l'interface entre l'amplificateur de puissance et l'enceinte acoustique associée.

Pour JVC – évidence première – il ne faut d'abord pas perdre de vue que les haut-par-

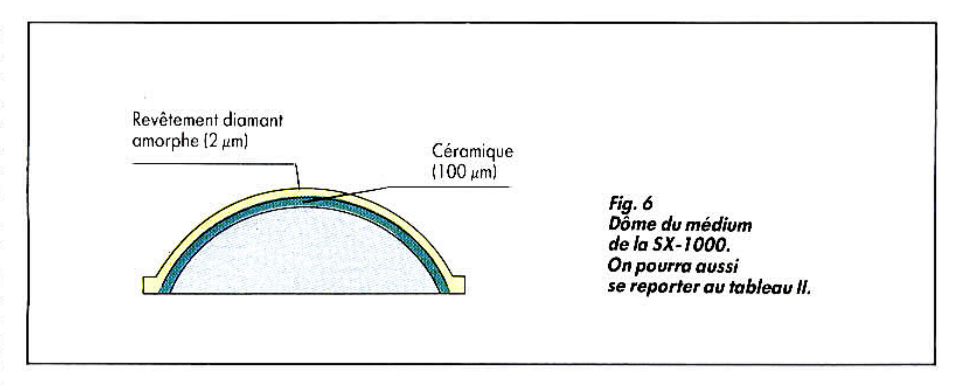


Fig. 6
Dôme du médium de la SX-1000. On pourra aussi se reporter au tableau II.

Tableau II. – Comparaison des propriétés physiques des matériaux pour diaphragmes de haut-parleurs (médium).

Matériau	Vélocité (m/s)	Module d'Young (Pa)	Masse (g/cm³)	Pertes internes
Titane	4 900	$1,1 \times 10^{11}$	4,5	0,003
Aluminum	5 100	$0,7 \times 10^{11}$	2,7	0,003
Céramique pure	9 400	$3,4 \times 10^{11}$	3,8	0,0035
Céramique	9 600	$3,5 \times 10^{11}$	3,8	0,0038

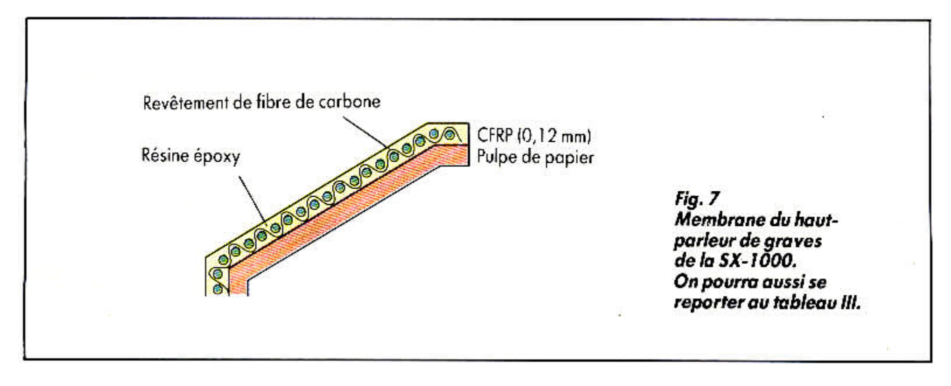


Fig. 7
Membrane du haut-parleur de graves de la SX-1000. On pourra aussi se reporter au tableau III.

Tableau III. – Comparaison des propriétés physiques des matériaux pour diaphragmes de haut-parleurs (grave).

Matériau	Vélocité (m/s)	Module d'Young (Pa)	Masse spécifique (g/cm³)	Pertes internes	Rigidité à la flexion (Nm)*
Papier (typique)	2 000	2×10^9	0,5	0,05	0,18 (t = 1)
Polypropylène	2 200	$5,3 \times 10^9$	1,1	0,05	0,04 (t = 0,45)
CFRP** hybride	3 135	$8,5 \times 10^9$	0,86	0,018	0,33 (t = 0,75)

* Pour un haut-parleur de 30 cm de diamètre. ** Membrane hybride (figure 7).

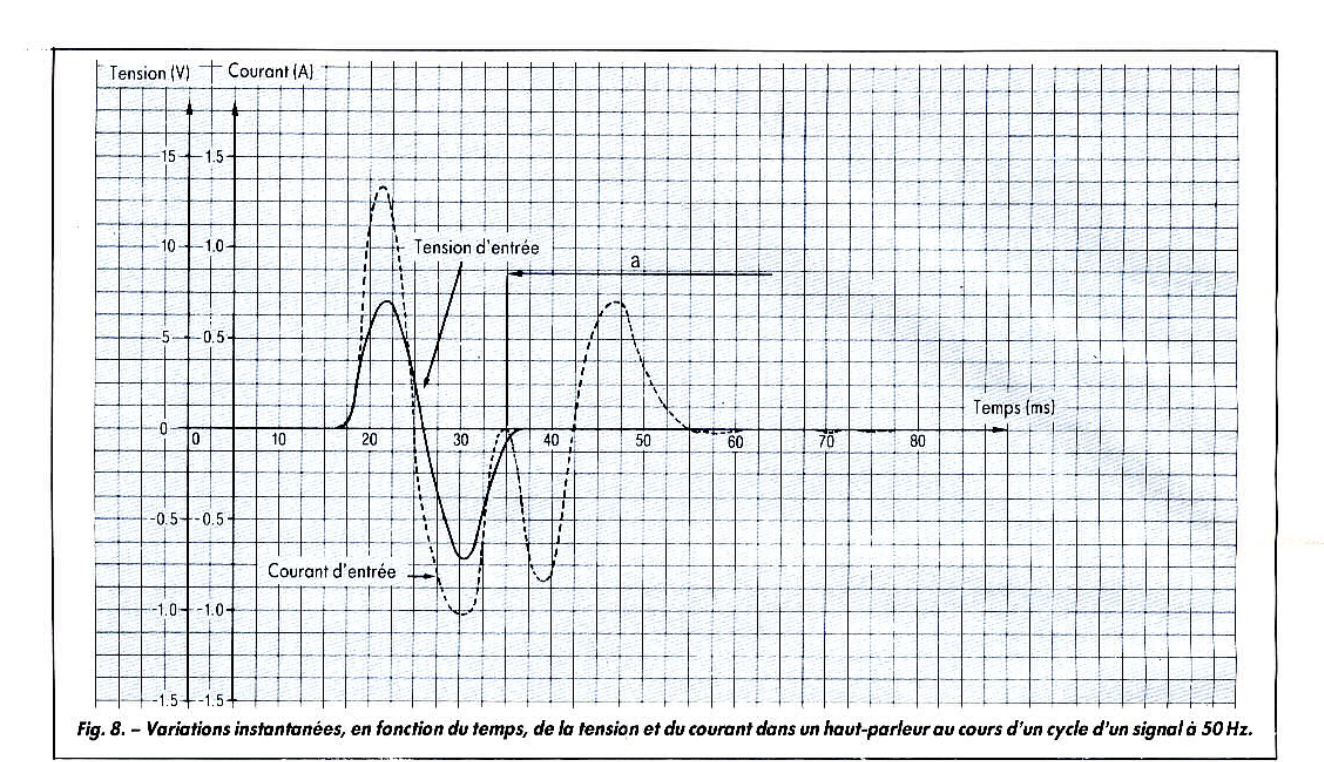


Fig. 8. – Variations instantanées, en fonction du temps, de la tension et du courant dans un haut-parleur au cours d'un cycle d'un signal à 50 Hz.

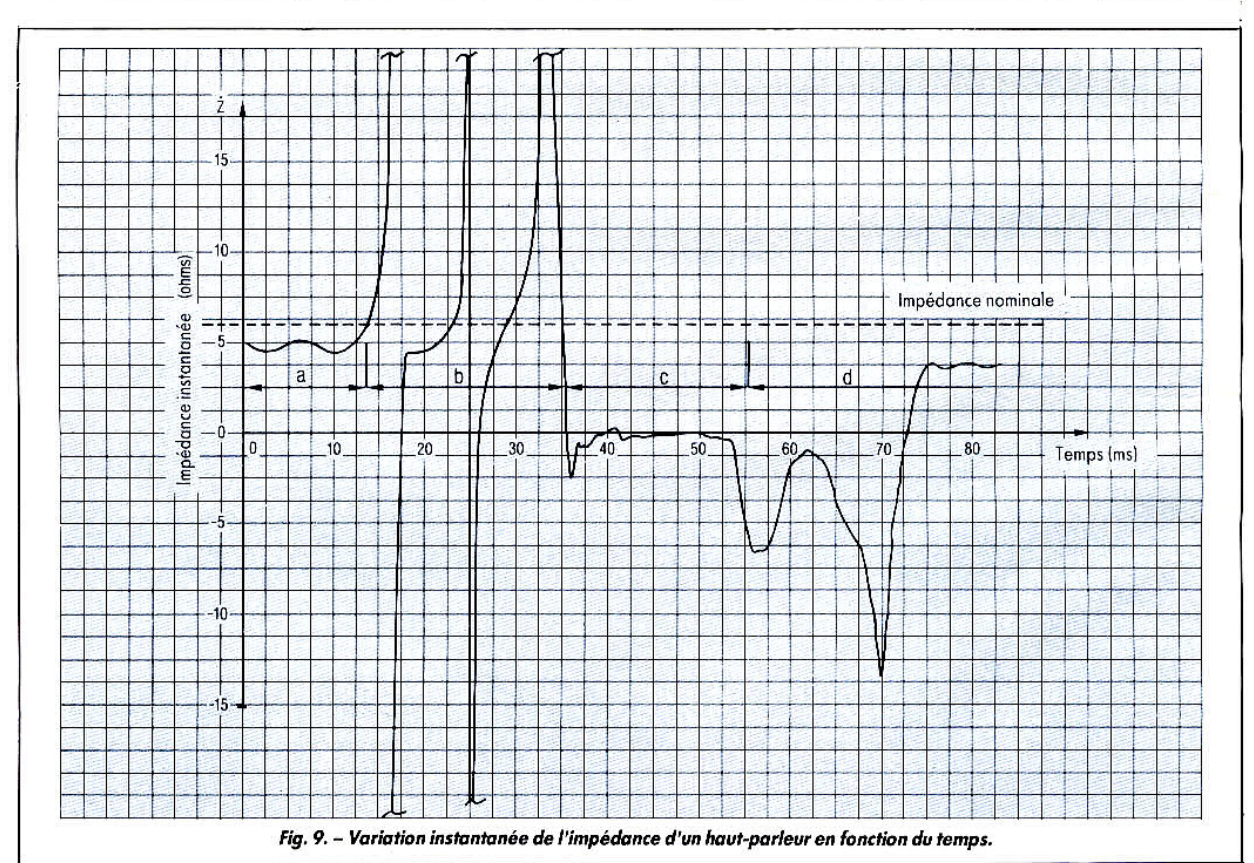


Fig. 9. – Variation instantanée de l'impédance d'un haut-parleur en fonction du temps.

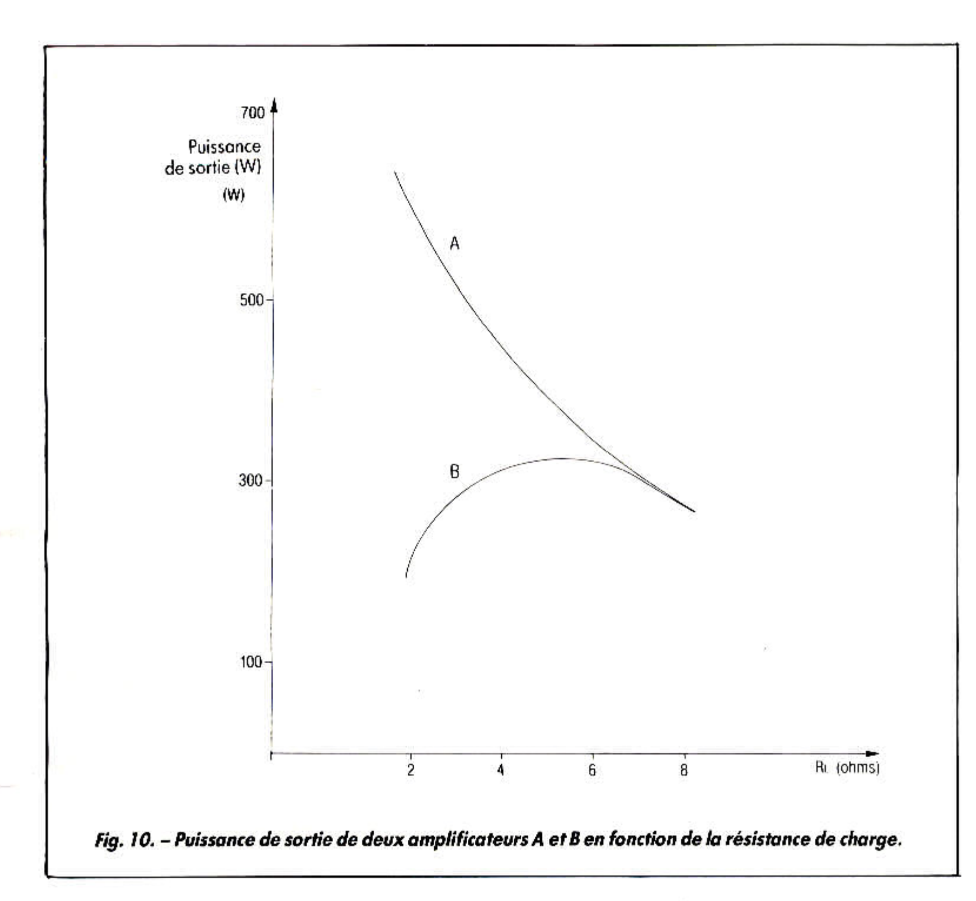


Fig. 10. – Puissance de sortie de deux amplificateurs A et B en fonction de la résistance de charge.

leurs sont des charges hautement réactives (fig. 8) ; avec des variations importantes et brutales de la tension et de l'intensité, quand un signal sinusoïdal continu est appliqué à un haut-parleur. La figure 9 montre la variation instantanée de l'impédance – réactive ou capacitive – d'un haut-parleur soumis à un signal en fonction du temps. Quant à la figure 10, elle traduit la puissance de sortie de deux amplificateurs A et B, suivant leur impédance de charge, quand ils sont soumis à un signal musical très riche en fréquences sous-graves (coup de canon de l'ouverture « 1812 » de Tchaïkovski). Comme mentionné plus haut, l'impédance instantanée du haut-parleur dépend fortement du niveau du signal d'entrée ; et pour évaluer la puissance de sortie des deux amplificateurs A et B en fonction du niveau du signal d'attaque des amplificateurs, JVC a imaginé le dispositif métrologique représenté figure 11 : A et B ont pour charge la même enceinte acoustique trois voies munie d'un haut-parleur de 30 cm pour le grave. Les résultats obtenus pour un même signal d'entrée sur les amplificateurs A et B font l'objet de la figure 12.

De ces mesures – et également des résultats des tests d'écoute – il apparaît qu'à l'interface entre l'amplificateur et l'enceinte acoustique, il y a accroissement de la puissance de la force contre-électromotrice, résultat de l'augmentation de l'énergie contenue dans les très basses fréquences, importantes dans les programmes numérisés ; ce qui signifie que l'amplificateur de puissance doit être capable de fournir une puissance sur toute la bande des fréquences audibles, y compris les fréquences les plus graves. Prenant en compte cette réalité de la linéarité en puissance à respecter, JVC a érigé en principe fondamental la possibilité pour un amplificateur de puissance d'attaquer de faibles charges sans

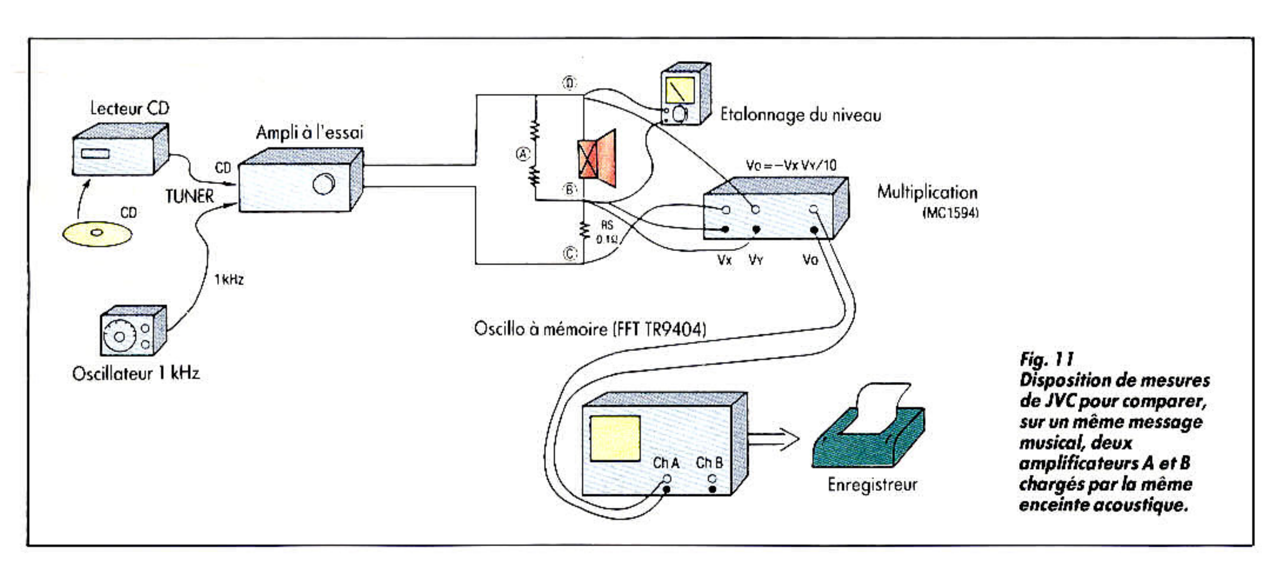


Fig. 11
Disposition de mesures de JVC pour comparer, sur un même message musical, deux amplificateurs A et B chargés par la même enceinte acoustique.

que la linéarité s'en ressente. Ainsi est né le MX-1000, que nous avons pu voir à l'état de prototype à Yamato, lequel introduit un certain nombre d'innovations en audio.

D'abord en ce qui concerne l'étage d'attaque (préamplificateur) de l'amplificateur de puissance :

- Tous les transistors fonctionnent en cascode-bootstrap, ce qui supprime toute variation des paramètres des transistors résultant du changement des tensions base-collecteur ; il en résulte une amélioration de la linéarité et une réponse dans le haut du spectre sonore plus étendue.
- L'étage de sortie du préamplificateur permet aux MosFet de travailler en bootstrap, ce qui conduit à une meilleure linéarité et à une excellente réponse dans les hautes fréquences. Cet étage n'est pas affecté par les variations d'impédance causées par les changements de l'impédance instantanée de l'enceinte.
- Une boucle de contre-réaction à faible taux dans le préamplificateur réduit son impédance et améliore la stabilité.

Grâce à cette configuration, la contre-réaction principale qui va de la sortie à l'étage d'entrée peut fonctionner avec une stabilité élevée, sans être affectée par les variations de l'impédance instantanée des haut-parleurs ou d'autres facteurs.

L'étage de sortie comporte un transistor d'attaque et deux transistors de puissance (fig. 13) et six de ces modules fonctionnent en parallèle ; ce qui conduit, par cette association, à douze transistors fonctionnant en push-pull parallèle : la charge de chacun des transistors est donc de 1/2 de la charge normale, ce qui leur permet de fonctionner dans leur caractéristique la plus linéaire.

Le courant de repos est de 1,8 A. L'étage de sortie opère en classe A, dans les limites de ± 3,6 A (soit 100 W crête sous 8 Ω et 50 W crête sous 4 Ω) ; en conséquence, dans

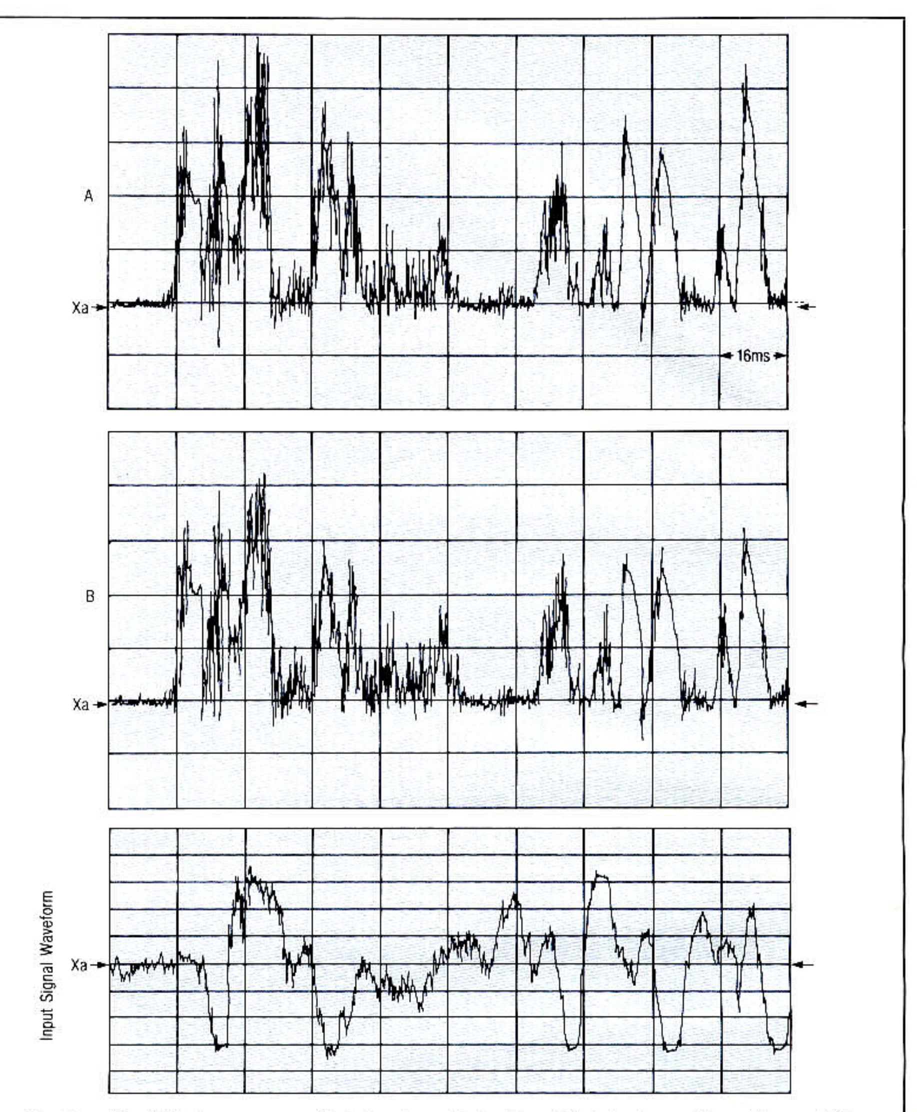
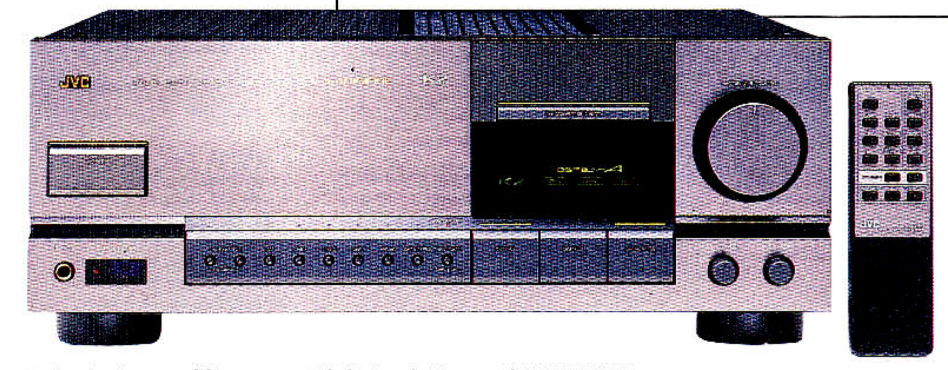


Fig. 12. – Résultats des mesures effectuées, à partir du dispositif de la figure 11, sur les amplificateurs A et B. En bas, le signal d'entrée. La partie du signal de sortie négative résulte de la force contre-électromotrice générée par les haut-parleurs agissant comme des générateurs. Comme on peut le voir par comparaison avec les résultats obtenus par l'amplificateur A, l'amplificateur B montre une moins bonne linéarité en puissance que le A, ce qui se traduit par un moins bon facteur de crête (rapport entre l'amplitude maximale et la valeur RMS).



Un des derniers amplificateurs sorti de l'usine de Yamato : l'AX-Z 1010 N.

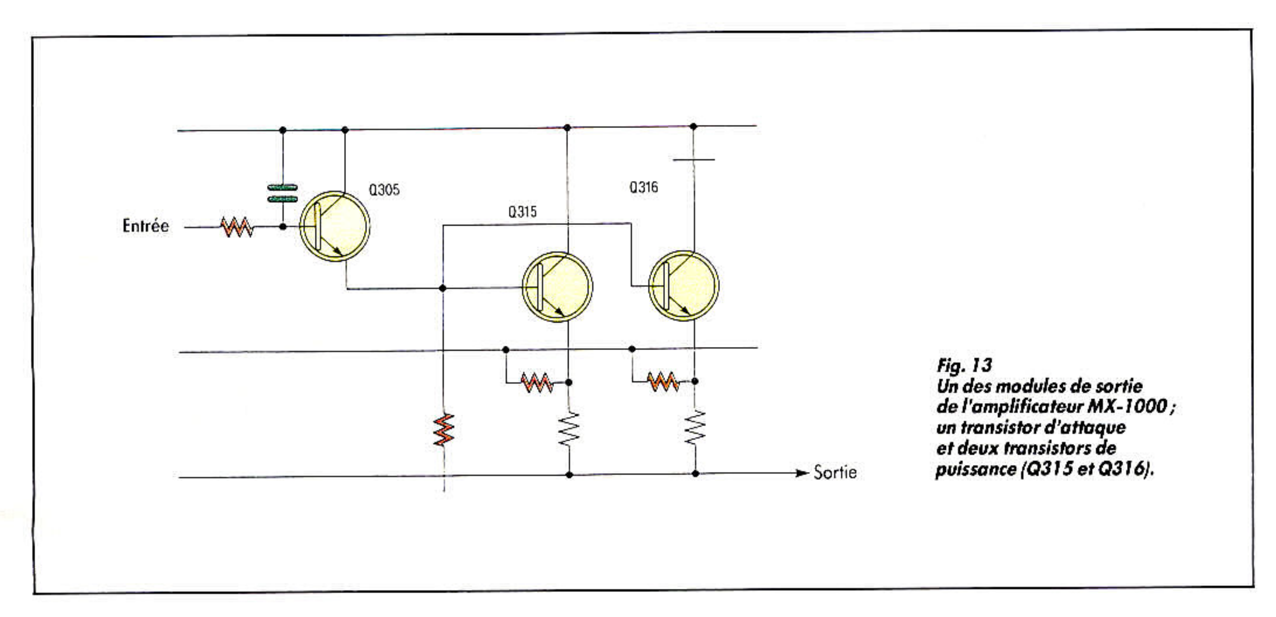


Fig. 13
Un des modules de sortie de l'amplificateur MX-1000 ; un transistor d'attaque et deux transistors de puissance (Q315 et Q316).

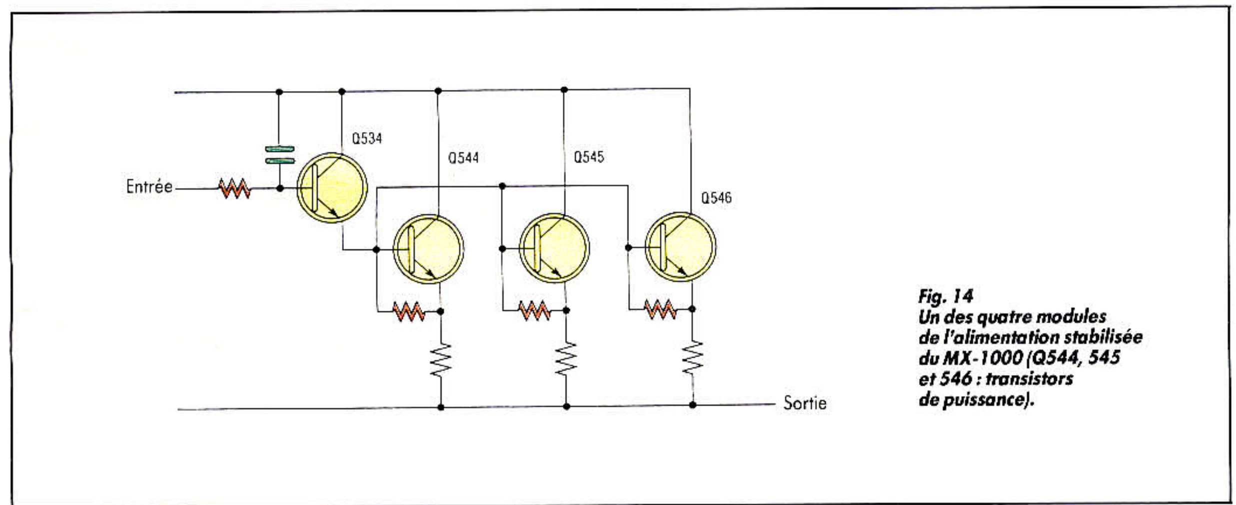
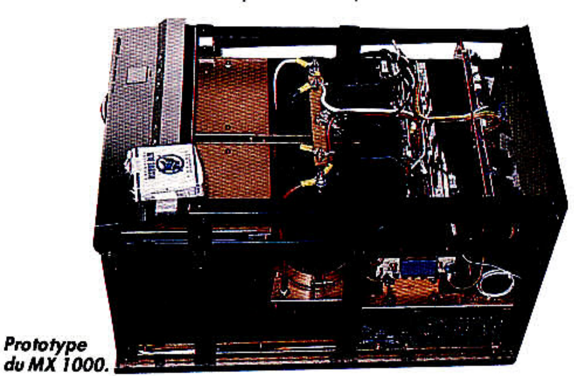


Fig. 14
Un des quatre modules de l'alimentation stabilisée du MX-1000 (Q544, 545 et 546 : transistors de puissance).

ces limites de ± 3,6 A, chaque transistor opère à la moitié de la charge déjà réduite (1/12 × 1/2 = 1/24), ce qui donne des caractéristiques encore plus linéaires. Enfin puisque la sortie est conçue pour attaquer de faibles impédances, le câblage est réalisé pour obtenir une faible impédance réactive. Quant à l'alimentation du MX1000, qu'il s'agisse des étages à faible consommation ou des étages de sortie, elle est du type stabilisée. Elle est constituée de quatre modules, identiques à celui qui fait l'objet de la figure 14, montés en parallèle. Les transistors de puissance sont du même type que ceux utilisés pour les étages de sortie audio, ce qui améliore de façon spectaculaire la réponse aux fréquences élevées. Puisque l'alimentation pour l'étage de sortie a son courant de charge variant entre zéro et la consommation maximale, il s'est avéré difficile de stabiliser l'étage de sortie. Les ingénieurs de JVC y sont cependant parvenus à l'aide de plusieurs boucles de contre-réaction, qui ont procuré une grande stabilité tout en abaissant l'impédance interne.



Prototype du MX 1000.

Voilà pour le MX-1000, qui n'existe, rappelons-le, qu'à l'état de prototype, mais qui montre dans quelle voie JVC s'engage pour ses modèles haut de gamme. Reste à voir les orientations de la firme japonaise des technologies numériques, et en particulier le « one bit » et ses circuits annexes ; cela fera l'objet d'un prochain article.

CH. PANNEL



LECTEURS CD

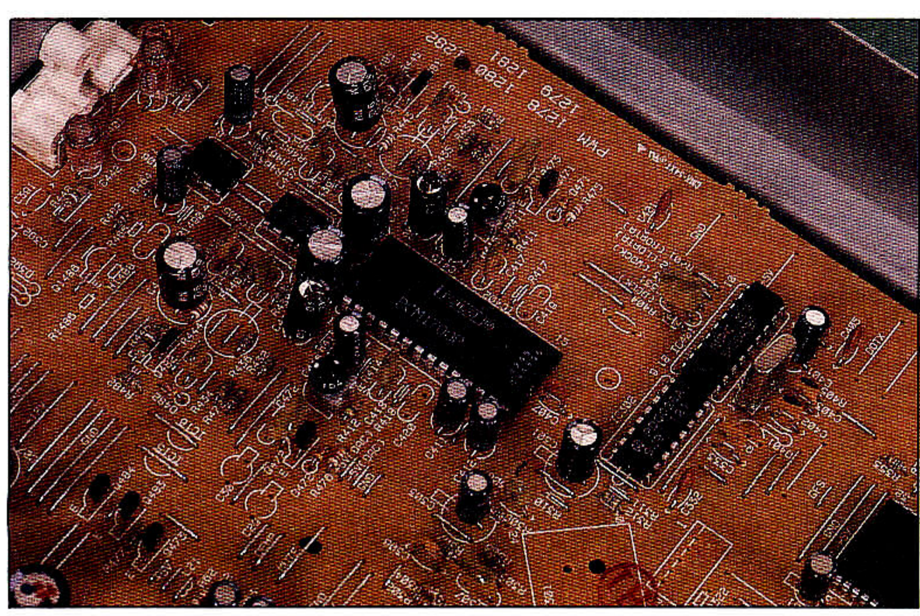
DOSSIER

10 lecteurs de salon milieu de gamme

Vous avez envie d'un lecteur de CD ? Vous en trouvez à tous les prix, des « sans-marque » à moins de 600 F jusqu'à des très haut de gamme, des Rolls du CD à plus de 10 000 F. Ceux que nous proposons ici se situent dans une gamme intermédiaire, qui donne accès à beaucoup de fonctions annexes, qui, sans être indispensables, agrémenteront vos loisirs musicaux. Et puis, pour les démonstrations aux amis, c'est pas mal non plus. C'est donc autour de 3 000 F que se situe le prix des lecteurs que nous vous proposons ici.

Dans cette gamme de prix, vous aurez une télécommande infrarouge, elle reprend la plupart des fonctions proposées en façade et en ajoute quelques autres.
Un seul constructeur ici élimine de la façade le clavier numérique, c'est Luxman qui ne le propose que sur sa télécommande. L'appareil bénéficie, de la sorte, d'une esthétique simplifiée, rassurante. Divers types de claviers sont proposés, les uns en forme de pavé, les autres aux touches alignées, avec des indications parfois peu visibles, à moins que vous n'éclairiez soigneusement la face avant.
Kenwood se distingue avec un clavier à 20 touches, qui donnera un accès rapide sur la plupart des disques.
Les autres se contentent de 10 touches et, pour les numéros supérieurs à 10, vous actionnerez la touche des dizaines.
Sur ces appareils de milieu de gamme, vous avez souvent droit à une sortie numérique, elle devient intéressante avec l'arrivée du DAT.
Les constructeurs japonais proposent le plus souvent l'option optique, qui a l'inconvénient de ne pas autoriser de liaison numérique avec les magnétophones DAT portatifs dont l'équipement est, pour l'instant, limité.
Les sorties analogiques seront fixes et parfois variables, c'est en général un circuit électronique qui se charge du changement de gain, accessible par la télécommande. Chez Pioneer, qui mémorise les disques, chaque disque a son réglage particulier du gain (facultatif). Chez Philips, le gain reste en mémoire à la coupure de l'appareil.
Tous les appareils ont droit à un fonctionnement automatique à la mise sous tension lorsqu'un CD est en place. C'est ce que l'on nomme la lecture par minuterie, pas toujours mentionnée dans le mode d'emploi.
Côté afficheur, 9 lecteurs adoptent un afficheur fluorescent monochrome ou multicolore. Une exception : Yamaha, qui préfère les cristaux liquides. Inconvénient : une visibi-





Les fabricants de convertisseurs proposent de nouveaux circuits, 20 bits et doubles comme le PCM 1700 de Burr. Brown.

lité modérée lorsque l'appareil est en contrebas. Onkyo utilise un calendrier dont chaque emplacement peut indiquer un nombre de 1 à 19, le premier chiffre étant un 1 ou éteint. Application intéressante : la lecture aléatoire ou la programmation où les plages sont affichées simultanément et dans l'ordre, ce qui n'est pas le cas avec les calendriers aux nombres préparés. Seules les plages figurent mais sans leur ordre chronologique.

Le lecteur Pioneer et son chargeur.

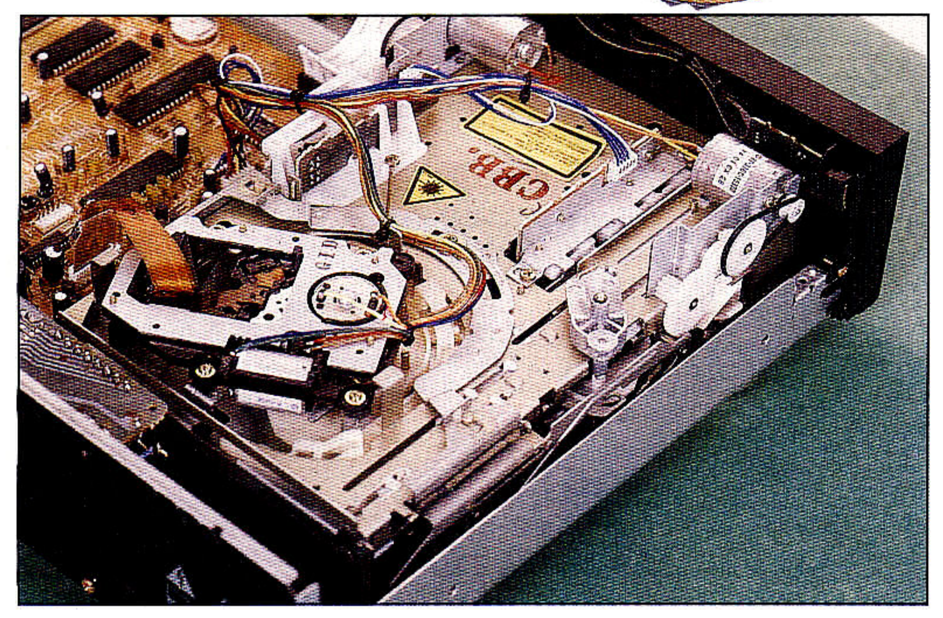
Certains constructeurs réduisent le coût de leurs appareils en proposant des faces avant moulées dans une matière plastique imitant parfaitement l'anodisation ; attention, c'est plus sensible que l'alu aux agressions mécaniques...
L'un des lecteurs de CD, le PD-M630 de Pioneer, se distingue par son changeur à 6 disques. Pratique pour les lectures de longue durée.

Les mesures

– La tension de sortie est mesurée à 1 kHz avec un disque enregistré à 0 dB. Elle est exprimée en dBu, c'est-à-dire en décibels par rapport à 0,775 V. Cette tension de sortie est voisine le plus souvent de 2 V. On mesure également l'écart de niveau entre les deux voies, un écart qui n'est représentatif que de l'échantillon testé, et qui pourrait très bien être l'inverse sur un autre échantillon. Cet écart est dû à la précision des composants utilisés.

– La distorsion harmonique est mesurée à 1 kHz au niveau 0 dB. On se rend compte ici que la distorsion est très faible. On utilise souvent des convertisseurs 18 bits dont les bits de plus fort poids sont ajustés pour réduire les distorsions au voisinage du zéro. Le signal du disque est généré numériquement avec une précision de 16 bits. On constatera que les valeurs de la distorsion sont les mêmes pour les deux voies.

– Le rapport signal/bruit est mesuré en lisant d'abord une plage enregistrée à un niveau très bas, – 80 dB, puis une plage de silence. On uti-



La mécanique du chargeur du PD-M630 Pioneer : une petite mécanique installée à l'envers, montée sur un ascenseur.

LECTEURS CD

lise un filtre dont la bande passante va de 20 Hz à 20 kHz, il s'agit donc d'une mesure non pondérée.
Onkyo atteint des sommets, comme lors de notre dernier test, mais ici nous n'avons aucune différence entre le bruit de fond en pause et celui en lecture de plage vierge. Le système de coupure entrerait donc automatiquement en service dans une telle circonstance.

– **L'impédance de sortie** est un paramètre qui change beaucoup d'un lecteur à l'autre. Plus l'impédance est faible et moins le câble de liaison perturbe la transmission du signal.

– **Le temps de montée** est une grandeur qui a beaucoup évolué depuis la sortie des premiers lecteurs de CD. En effet, à l'époque, la technique du suréchantillonnage n'existait pas, et les filtres analogiques introduisaient un temps de montée supérieur à 30 µs. Seul Philips, avec son suréchantillonnage (attaqué par ses concurrents qui l'accusaient d'une résolution de 14 bits), descendait au-dessous de 20 µs, une valeur que l'on rencontre ici chez tout le monde, tandis que le suréchantillonnage est omniprésent.

– **Le décalage G/D** est dû à l'utilisation d'un convertisseur numérique/analogique commun aux deux voies. Le suréchantillonnage, associé au doublage des convertisseurs, dans le matériel de haut de gamme, a conduit à l'élimination de ce décalage, les faibles valeurs mesurées ici sont négligeables.

– **Le comportement par rapport aux défauts** des disques est pratiquement le même pour tous les appareils. Le disque test utilisé ici est bien sûr le même, les défauts artificiels sont supportés par tous les lecteurs. Une telle situation n'existait pas dans les débuts du CD, où seuls les lecteurs utilisant la mécanique Philips supportaient tous les tests.

– **Le temps, pour la lecture,** est celui mis par le disque pour commencer la lecture une fois le disque déposé dans le tiroir et la touche de lecture actionnée. On constate des écarts très faibles.

– **Seconde mesure de temps,** celle d'accès d'une plage à la suivante. Ici, on constate que le temps est très court, très inférieur en tout cas au temps nécessaire à une détection automatique par le système présent dans certains magnétophones. Plusieurs constructeurs introduisent donc un système d'espacement automatique, qui sera utilisé en lectures normale ou programmée.

– **Le temps d'accès à deux plages** qui ne se suivent pas, plages 1 à 12 d'un disque de variétés, est supérieur mais reste court.
Cette mesure n'est pas d'une grande précision, le temps entre deux recherches peut, en effet, fluctuer, l'asservissement mettant plus ou moins de temps à se verrouiller pour diverses raisons.

– **La courbe de réponse en fréquence** est représentée avec une échelle verticale dilatée, mettant en évidence le moindre écart de linéarité. Les filtres numériques employés aujourd'hui présentent une ondulation quasiment nulle dans la bande passante.

– **La courbe de diaphonie** montre l'excellente séparation des canaux de tous les lecteurs testés. Le mélange est quasi inexistant entre les voies. Nous avons utilisé une échelle de 100 dB, sauf pour le CD 50 de Marantz dont la courbe disparaissait sous l'échelle des fréquences.

Conclusions. Le choix est particulièrement difficile, dans la catégorie changeur, nous classerions premier le Pioneer ! Pour les autres, les fonctions disponibles devraient être prises en compte, les performances étant très proches les unes des autres. Une surprise : le bruit de fond relativement important du Philips, bruit de fond qui reste toutefois excellent et permet de tirer parti de toute la dynamique du CD. Avantage du 1 bit, c'est sa stabilité dans le temps, on ne sait pas comment vont vieillir les circuits intégrés de conversion numérique analogique...

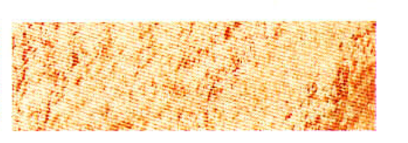
– **Les oscillogrammes** montrent que les appareils testés utilisent la technique du filtrage numérique. Les fronts des signaux sont précédés d'oscillations, de même que l'impulsion, un phénomène qui n'existe pas avec les filtres purement analogiques avec lesquels les ondulations suivent les transitions. Les oscillations ont lieu à une fréquence supérieure à 20 kHz. Autre précision : cette réponse se rapproche beaucoup de la composition théorique d'une onde rectangulaire ou impulsionnelle dont on aurait limité les harmoniques.

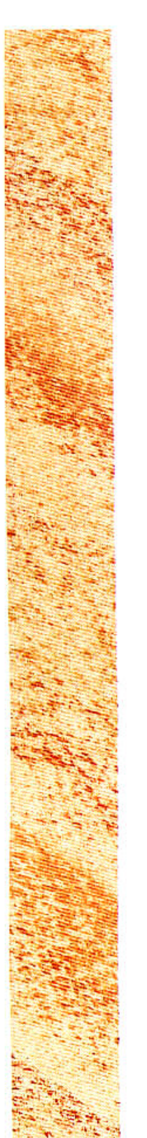
E.L.

Marque Modèle	Denon DCD-660	Kenwood DP-5020	Luxman DZ-121	Marantz CD-50	Onkyo DX-2800	Philips CD-634	Pioneer PD-M630	Sansui CD-X311	Technics SL-P477A	Yamaha CDX-730E
Origine	Japon	Japon	Japon	Belgique	Japon	Belgique	Japon	NC	Allemagne	France
Dimensions (mm)	434 x 105 x 380	440 x 117 x 316	438 x 85 x 311	420 x 100 x 280	435 x 118 x 312	420 x 90 x 280	420 x 104 x 326	430 x 100 x 316	430 x 92 x 288	435 x 92,5 x 271
Ecoute av/ar rapide	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Lecteur segment	non	non	non	oui	oui	oui	non	oui	oui	non
Répétition	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Préécoute balayée	non	non	oui	oui	oui	oui	non	oui	non	non
Index	non	non	non	oui	non	oui	non	non	non	oui
Titres programmés	20	20	32	20	20	30	40	20	20	25
Clavier numérique	oui	oui, 0-20	TC	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Lecture aléatoire	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Temps total	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Temps écoulé	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Temps restant	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Temps total en progr.	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
N° d'index	oui	non	oui	oui	non	oui	oui	non	oui	oui
Rappel programme	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Prise casque	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable
Sortie numérique	non	opt.	oui, opt.	oui, coax	oui, opt.	coax.	non	coax.	oui	opt.
Télécommande	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Lecture/minuterie	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Espace auto	oui	non	non	non	oui	oui, réglable	non	oui	non	oui
Prix	2 340	2 990	2 490	2 490	2 990	2 500	2 990	2 490	2 290	2 630



KENWOOD DP-5020



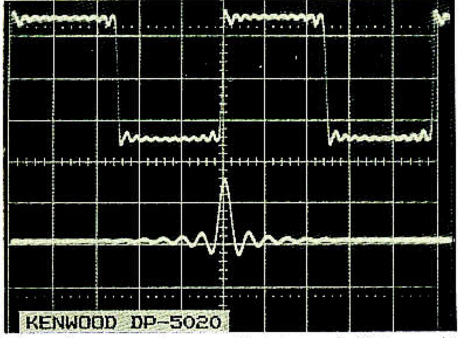


Métal anodisé en noir pour la face avant, derrière une large fenêtre se trouve un afficheur bleu pâle, huit touches rondes, vingt sur un pavé numérique. Un point rouge, lumineux, équipe le bouton de volume.

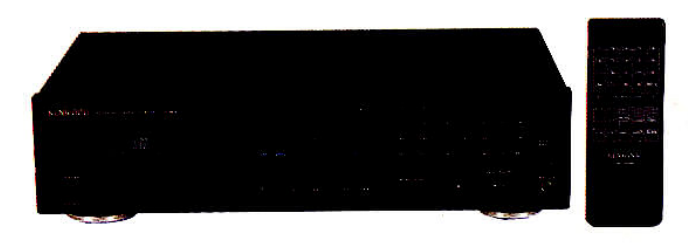
Deux prises de sortie analogique, l'une fixe, l'autre au niveau fixé par le potentiomètre frontal et une sortie numérique optique vous offrent diverses possiblités de branchement. Vingt touches proposent un accès immédiat à vingt plages ; il faut aller chercher une touche ronde si votre disque en contient plus. Un calendrier affiche les plages programmées et s'anime en lecture aléatoire, mode de lecture accessible en programmation. Répétition simple : une touche commande la répétition d'une plage ou de tout le disque ou programme, pas de lecture de segment ici. Une programmation spéciale assistée facilitera l'enregistrement des cassettes avec, ici encore, une programmation aléatoire. L'afficheur propose quatre données : temps écoulé et restant, total et sur une seule plage.

Une télécommande double les touches de la façade, et ajoute la commande à distance du volume si votre ampli est toutefois branché sur les prises à niveau variable.

Kenwood adopte son DPAC de repositionnement des signaux numériques et sort sur deux PCM 1701, CNA 18 bits (dont deux ajustés) associés à deux commutateurs pour les bits 19 et 20. Ces 20 bits sont générés par un filtre numérique récent, le SM5818. Un potentiomètre motorisé ajuste le volume. L'électronique numérique et d'asservissement est signée Sony.



En haut, réponse aux signaux carrés du lecteur de CD Kenwood à 1 kHz. 2 V et 200 μs par division. En bas, réponse impulsionnelle, 2 V et 100 μs par division.



NOUS AVONS MESURE :

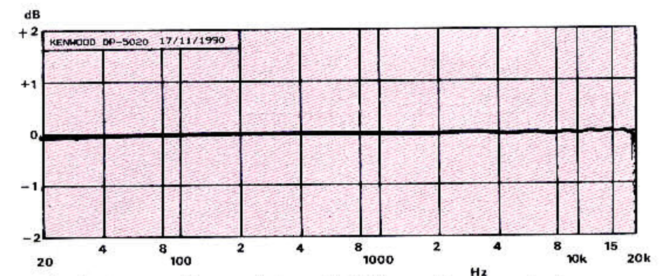
CANAL		G	D
Tension de sortie	(dBu)	+8,6	+8,5
Distorsion harmonique	(%)	0,0017	0,0017
Rapport signal/bruit	(dB)	106	106
Impédance de sortie	(Ω)	200 Ω	
Temps de montée	(μs)	17,4	
Décalage G/D	(μs)	0,2	
Comportement/défauts		T.B.	
Temps pour lecture	(s)	5,4 s	
Temps d'accès Plage 1 à 2	(s)	< 1,1 s	
Plage 1 à 12	(s)	3 s	



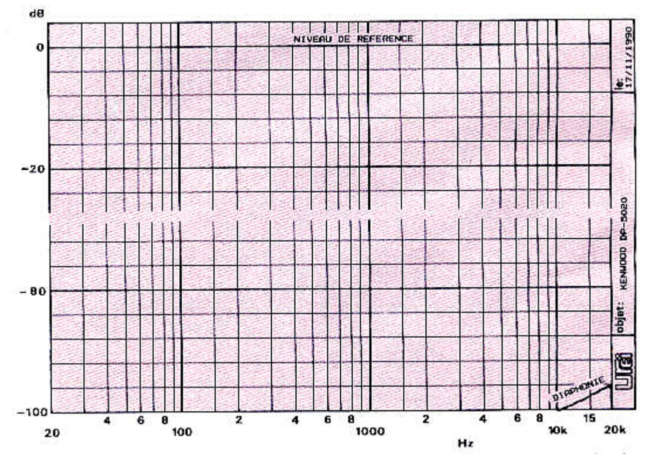
Le Haut-Parleur a aimé :
- l'assistance au montage sur cassettes
- l'espacement automatique



Le Haut-Parleur a regretté :
- pas de lecture de segment



Courbe de réponse en fréquence du lecteur de CD Kenwood. La réponse des deux canaux est superposée, l'échelle verticale est dilatée. Superposition parfaite, même niveau.



Courbe de diaphonie du lecteur de CD Kenwood. 96 dB à 20 kHz, que demander de mieux ?

Panorama les lecteurs C. D.

En complément à nos 10 bancs d'essai, nous vous proposons ci-après les caractéristiques principales d'une grande partie des appareils de ce type, actuellement disponibles sur le marché. Ce tableau a été établi à partir des documentations qui nous ont été transmises par les constructeurs et les importateurs. Les prix sont donnés à titre indicatif, mais correspondent le plus souvent aux prix généralement pratiqués.

MARQUE	TYPE	FRÉQUENCE D'ÉCHANTILLONNAGE	CONVERTISSEUR N/A (bits)	DYNAMIQUE (dB)	RAPPORT SIGNAL/BRUIT (dB)	DISTORSION HARMONIQUE %	RÉPONSE EN FRÉQUENCE (Hz)	SORTIE NUMÉRIQUE	SÉPARATION STÉRÉO (dB)	PROGRAMMATION	TÉLÉCOMMANDE	PRISE CASQUE	DIMENSIONS l x H x P (mm)	POIDS (kg)	PRIX (F)
AKAI	CD55	x 4	18	96	108	0,0028	4 à 20 000 (+ 5 dB)	●	NC	32	●	●	425 x 141 x 343	4,2	1 990
	CD25	x 4	16	92	100	0,0028	4 à 20 000 (+ 5 dB)	●	NC	32	●	●	425 x 121 x 343	3,6	1 650
	CDM600	NC	16	NC	NC	NC	NC	●	NC	30	●		360 x 95 x 295	3,5	NC
DENON	DCD 3560	x 8	20	100	120	NC	2 à 20 000	●	110	20	●	●	434 x 135 x 390	17	13 600
	DCD 1560	x 8	20	100	115	NC	2 à 20 000	●	106	20	●	●	434 x 135 x 390	10,7	7 400
	DCD 1460	x 8	20	100	110	NC	2 à 20 000	●	103	20	●	●	434 x 122 x 320	7	4 490
	DCD 960	x 8	20	98	110	NC	2 à 20 000	●	102	20	●	●	434 x 105 x 280	5	3 500
	DCD 860	x 8	18	97	105	NC	2 à 20 000	●	100	20	●	●	434 x 105 x 280	4	2 900
	DCD 660	x 8	18	96	103	NC	2 à 20 000		99	20	●	●	434 x 105 x 280	3,8	2 340
	DCD 560	x 8	18	96	100	NC	2 à 20 000		96	20	●	●	434 x 105 x 280	3,8	1 750
	DCD 460	x 4	16	95	98	NC	8 à 20 000		92	20		●	434 x 105 x 280	3,6	1 560
	DCM 450 Changeur 6 disques	x 8	20	97	105	NC	4 à 20 000	●	100	20	●	●	434 x 105 x 320	6,3	4 090
	DCM 350 Changeur 5 disques	x 8	20	95	100	NC	4 à 20 000	●	90	32	●	●	434 x 115 x 388	5,9	NC
HARMAN	HD 7300	x 4	18	96	100	0,009	4 à 20 000 (± 0-1,5 dB)		88	36			443 x 103 x 356	5	2 950
	HD 7500		1	98	106	0,003	4 à 20 000 (± 0-1,5 dB)		93	30	●	●	443 x 103 x 356	5,4	3 990
	HD 7400	x 4	18	96	100	0,009	4 à 20 000 (± 0-1,5 dB)		88	36	●		443 x 103 x 356	5	3 350
	HD 7600		1	98	106	0,003	4 à 20 000 (± 0-1,5 dB)	●	93	30	●	●	443 x 103 x 356	6,9	4 990
JVC	XL-Z 611	x 4	18	98	106	0,0035	2 à 20 000	●	95	32	●	●	435 x 114 x 295	4,2	3 990
	XL-Z 431BK	x 8	16	98	106	0,0022	2 à 20 000	●	96	32	●	●	435 x 92 x 290	3,8	2 290



MARQUE	TYPE	FRÉQUENCE D'ÉCHANTILLONNAGE	CONVERTISSEUR N/A (bits)	DYNAMIQUE (dB)	RAPPORT SIGNAL/BRUIT (dB)	DISTORSION HARMONIQUE %	RÉPONSE EN FRÉQUENCE (Hz)	SORTIE NUMÉRIQUE	SÉPARATION STÉRÉO (dB)	PROGRAMMATION	TÉLÉCOMMANDE	PRISE CASQUE	DIMENSIONS L x H x P (mm)	POIDS (kg)	PRIX (F)
JVC (suite)	XL-Z 331BK	x 8	16	98	104	0,0025	2 à 20 000	●	94	32	●	●	435 x 92 x 290	3,5	1 890
	XL-V 231BK	x 8	16	98	104	0,0025	2 à 20 000		94	32		●	435 x 92 x 290	3,5	1 590
	XL-V 131BK	x 4	16	95	100	0,05	5 à 20 000		90	32			435 x 92 x 290	3,5	1 390
	XL-V 101BK	x 2	16	95	100	0,05	5 à 20 000		90	32			435 x 92 x 290	3,5	1 490
	XL-V 221BK	x 4	16	95	100	0,05	5 à 20 000		90	32	●		435 x 92 x 290	3,5	1 590
	XL-Z 1010TN	x 8	18	99	108	0,003	2 à 20 000	●	102	32	●	●	475 x 115 x 375	7,4	5 990
	XL-Z 335TN	x 8	16	98	104	0,0025	2 à 20 000	●	94	32	●	●	435 x 92 x 290	3,5	1 890
	XL-V 235TN	x 8	16	98	104	0,0025	2 à 20 000		94	32		●	435 x 92 x 290	3,5	1 590
	XL-M 403BK Changeur 6 disques	x 8	16	96	104	0,0025	2 à 20 000		94	32	●	●	435 x 126 x 319	5,1	3 790
	XL-ME 91BK Changeur 6 disques	x 2	16	95	100	0,05	2 à 20 000		90	32			360 x 123 x 381	4,5	2 490
	XL-E 53BK	x 8	16	98	104	0,0025	5 à 20 000	●	94	32			360 x 111 x 290	3,5	1 590
	XL-E 34BK	x 4	16	95	100	0,05	5 à 20 000		90	32			360 x 111 x 290	3,5	1 490
KENWOOD	DP 1020	x 4	16	NC	90	0,07	4 à 20 000 (± 1 dB)		85	20		●	440 x 108 x 262	3,5	1 290
	DP 3020	x 4	16	NC	90	0,01	4 à 20 000 (± 1 dB)		85	20	●	●	440 x 108 x 262	3,8	1 690
	DP 4020	x 8	18	NC	95	0,008	4 à 20 000 (± 1 dB)	●	85	NC	●	●	440 x 108 x 262	3,8	2 190
	DP 5020	x 8	20	NC	104	0,003	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	102	NC	●	●	440 x 117 x 316	4,2	2 890
	DP 7020	x 8	20	NC	110	0,0025	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	105	NC	●	●	440 x 128 x 314	5,9	3 990
	DP 8020	x 8	20	NC	113	0,0013	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	110	NC	●	●	440 x 132 x 381	10,1	6 990
	DP-X 9010	Lecteur sans convertisseur						●			●		440 x 132 x 361	10	6 990
	DP-M 5520 Changeur 6 disques	x 8	18	NC	93	0,01	5 à 20 000 (± 0,5 dB)		80	20	●	●	440 x 127,5 x 367	6	2 990
	L 1000 D	x 4	16	98	107	0,0015	2 à 20 000 (± 0,2 dB)	●	108	NC	●		440 x 131 x 387	14	12 000
	DP 730	x 8	16	NC	NC	0,001	NC		NC	20	●		360 x 107 x 352	3,9	1 990
LUXMAN	D 107 u	x 8	18	89	105	0,05	5 à 100 000 (± 3 dB)		89	32	●	●	438 x 145 x 320	10,3	9 750
	D 105 u	x 8	18	89	105	0,05	5 à 20 000 (± 1 dB)	●	89	32	●	●	438 x 145 x 320	8,5	7 110
	DZ 112	x 8	18	97	107	0,005	5 à 20 000 (± 1 dB)	●	96	32	●	●	438 x 85 x 314	4,8	3 110
	DZ 121	x 8	18	97	105	0,008	5 à 20 000 (± 1 dB)	●	98	32	●	●	438 x 85 x 311	4,3	2 490
	DZ 92	x 4	16	96	105	0,006	5 à 20 000 (± 1 dB)		95	20	●		438 x 92 x 231	3,8	1 940
	DC 114 Changeur 6 disques	x 8	18	93	105	0,005	5 à 20 000 (± 1 dB)		95	24	●	●	438 x 110 x 310	6,6	4 870
	DZ 03	x 8	18	89	105	0,05	5 à 20 000 (± 1 dB)	●	89	32	●	●	438 x 145 x 320	8,5	6 820
	D 008	x 8	18	93	105	NC	5 à 20 000 (± 0,3 dB)	●	90	16	●		360 x 90 x 352	4,1	3 110
	D 005	x 4	16	93	105	NC	5 à 20 000 (± 0,3 dB)		90	24	●		360 x 90 x 337	4	2 420
MARANTZ	CD 80	x 2	16	100	110	0,0015	2 à 20 000 (± 0,2 dB)	●	103	20	●	●	454 x 118 x 334	15	6 490
	CD 60	x 2	16	96	104	0,0015	2 à 20 000 (± 0,2 dB)	●	102	20	●	●	420 x 100 x 280	4,7	3 190
	CD 50	x 2	16	96	104	0,0015	2 à 20 000 (± 0,2 dB)	●	102	20	●	●	420 x 100 x 280	4,7	2 490
	CD 40	x 2	16	96	102	0,0025	2 à 20 000 (± 0,3 dB)		100	20	●	●	420 x 90 x 280	4	1 790
MITSUBISHI	MC 525	NC	16	90	NC	0,02	4 à 20 000 (± 0,5 dB)	94	36	NC	NC	NC	350 x 84 x 330	NC	1 890

MARQUE	TYPE	FRÉQUENCE D'ÉCHANTILLONNAGE	CONVERTISSEUR N/A (bits)	DYNAMIQUE (dB)	RAPPORT SIGNAL/BRUIT (dB)	DISTORSION HARMONIQUE %	RÉPONSE EN FRÉQUENCE (Hz)	SORTIE NUMERIQUE	SÉPARATION STÉRÉO (dB)	PROGRAMMATION	TÉLÉCOMMANDE	PRISE CASQUE	DIMENSIONS l x H x P (mm)	POIDS (kg)	PRIX (F)
PHILIPS	CDC 586 Changeur 6 disques	x 4	16	96	100	0,0025	2 à 20 000		96	30	●	●	360 x 100 x 280	2,7	1 900
	CD 634	x 256	1	92	100	0,0025	2 à 20 000	●	95	30	●	●	420 x 110 x 280	4	2 500
	CD 624	x 256	1	92	100	0,0025	2 à 20 000	●	95	30	●	●	420 x 110 x 280	4	2 000
	CD 614	x 4	16	86	95	0,015	2 à 20 000	●	94	20	●	●	420 x 110 x 280	4	1 500
	CD 604	x 4	16	86	95	0,015	2 à 20 000		94	20		●	420 x 110 x 280	3,8	1 300
	CD 140	x 4	16	86	95	0,015	2 à 20 000		94	20	●	●	360 x 100 x 280	2,7	1 300
	CD 130	x 4	16	86	95	0,015	2 à 20 000		94	20		●	360 x 100 x 280	2,7	1 200
	CD 110	x 4	16	86	95	0,015	2 à 20 000		94	20		●	360 x 100 x 280	2,7	1 200
PIONEER	PD 93	x 8	20	99	115	0,0015	2 à 20 000	●	110	24	●		459 x 151 x 435	15,2	14 590
	PD 73	x 8	20	99	113	0,0018	2 à 20 000	●	110	24	●		459 x 127 x 326	9,5	6 990
	PD 8500	x 8	20	98	112	0,0019	2 à 20 000	●	108	24	●	●	420 x 132 x 326	8	4 290
	PD 7500		1	96	108	0,0024	2 à 20 000	●	98	24	●	●	420 x 106 x 326	4,3	2 990
	PD 6500		1	96	106	0,0027	2 à 20 000	●	98	24	●	●	420 x 106 x 326	4,3	2 490
	PD 5500	x 8	18	96	106	0,004	2 à 20 000	●	98	24	●	●	420 x 101 x 276	3,6	1 790
	PD 4550	x 8	18	96	106	0,004	2 à 20 000		98	24	●	●	420 x 96 x 276	3,6	1 690
	PD 4550 S	x 8	18	96	106	0,004	2 à 20 000		98	24	●	●	420 x 96 x 276	3,6	1 790
	PD 4500	x 8	18	96	106	0,004	2 à 20 000		98	24	●	●	420 x 96 x 276	3,6	1 490
	PD-T 505 à 2 tiroirs	x 8	18	92	106	0,004	2 à 20 000		98	24	●	●	420 x 94 x 326	4,2	1 990
	PD-M 730 Changeur 6 disques	x 8	18	98	110	0,002	2 à 20 000	●	105	40	●	●	420 x 109 x 326	5,5	3 990
	PD-M 630 Changeur 6 disques	x 8	18	97	107	0,003	2 à 20 000		102	40	●	●	420 x 104 x 326	4,9	2 990
	PD-M 435 Changeur 6 disques	x 8	18	92	106	0,04	2 à 20 000		98	32	●	●	420 x 104 x 326	4,6	2 290
SABA	DAD 9772	x 2	16	96	100	0,006	20 à 20 000	●	82	20	●	●	355 x 70 x 290	3,3	1 190
	CD 1018	x 2	16	96	92	0,007	20 à 20 000		86	20			355 x 70 x 290	3,3	1 090
	CD 3561	x 2	16	96	100	0,006	20 à 20 000	●	82	20	●		355 x 70 x 290	3,3	1 350
	CDC 3500 Changeur 5 disques	x 4	16	96	100	0,005	20 à 20 000		95	32	●		385 x 110 x 385	4	1 890
	DAD 800 T	x 2	16	96	100	0,006	20 à 20 000	●	82	20	●		355 x 70 x 290	3,3	1 390
SANSUI	CD-X 711		1	98	103	0,003	1 à 20 000	●	NC	20	●	●	430 x 128 x 398	10	7 290
	CD-X 311		1	95	100	0,006	4 à 20 000	●	NC	20	●	●	430 x 100 x 300	4,2	3 190
	CD-X 510 M Changeur 2x6 disques	x 2	16	95	100	0,03	5 à 20 000		NC	30	●	●	430 x 145 x 320	7,5	4 290
SONY	CDP-X77 ES		1	100	117	0,0015	2 à 20 000 (± 0,3 dB)	●	110	20	●	●	470 x 125 x 375	17	14 500
	CDP-X55 ES		1	100	115	0,0018	2 à 20 000 (± 0,3 dB)	●	110	20	●	●	470 x 125 x 375	12,5	6 300
	CDP-X33 ES		1	100	113	0,002	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	110	20	●	●	430 x 125 x 375	10	4 400
	CDP-990		1	100	112	0,003	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	110	20	●	●	430 x 115 x 340	5,3	2 900
	CDP-790		1	97	108	0,003	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	98	20	●	●	430 x 110 x 280	3,8	2 250
	CDP-690		1	95	105	0,005	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	95	20	●	●	430 x 100 x 280	3,7	1 850
	CDP-590		16	92	100	0,01	2 à 20 000 (± 0,5 dB)		95	12	●	●	430 x 100 x 280	3,5	1 650

MARQUE	TYPE	FRÉQUENCE D'ÉCHANTILLONNAGE	CONVERTISSEUR N/A (bits)	DYNAMIQUE (dB)	RAPPORT SIGNAL/BRUIT (dB)	DISTORSION HARMONIQUE %	RÉPONSE EN FRÉQUENCE (Hz)	SORTIE NUMÉRIQUE	SÉPARATION STÉRÉO (dB)	PROGRAMMATION	TÉLÉCOMMANDE	PRISE CASQUE	DIMENSIONS L x H x P (mm)	POIDS (kg)	PRIX (F)
SONY (suite)	CDP-490		16	92	100	0,01	2 à 20 000 (± 0,5 dB)		95	12		●	430 x 100 x 280	3,5	1 350
	CDP-391		16	90	97	0,035	2 à 20 000 (± 0,5 dB)		93	10	●	●	430 x 100 x 280	3,5	1 450
	CDP-291		16	90	97	0,035	2 à 20 000 (± 0,5 dB)		93	10		●	430 x 100 x 280	3,5	1 250
	CDP-M79		18	95	100	0,003	2 à 20 000 (± 0,5 dB)		98	20	●	●	355 x 95 x 310	3,5	1 950
	CDP-M69		18	92	100	0,01	2 à 20 000 (± 0,5 dB)		95	12	●	●	355 x 95 x 305	3,7	1 650
	CDP-M49		18	92	100	0,01	2 à 20 000 (± 0,5 dB)		95	12		●	355 x 95 x 305	3,7	1 350
	CDP-M39		16	90	93	0,05	2 à 20 000 (± 0,7-1,2 dB)		90		●	●	355 x 95 x 305	2,8	1 350
	CDP-M19		16	90	93	0,05	2 à 20 000 (± 0,1-1,2 dB)		90			●	355 x 95 x 305	2,8	1 150
	CDP-S37		16	90	95	0,05	5 à 20 000 (± 0,5 dB)		90			●	225 x 65 x 230	2	1 550
	CDP-C900 Changeur 10 disques		18	95	105	0,004	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	98	20	●	●	430 x 115 x 370	6,5	3 900
	CDP-C705 Changeur 5 disques		18	95	105	0,0035	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	100	20	●	●	430 x 125 x 385	6	2 900
	CDP-C305 Changeur 5 disques		16	90	93	0,05	2 à 20 000 (± 1-1,2 dB)		90		●	●	430 x 105 x 385	4,9	1 950
	CDP-C305M Changeur 5 disques		16	90	93	0,05	2 à 20 000 (± 1-1,2 dB)		90		●	●	355 x NC x NC	5	1 950
TEAC	CDP 4000		1	97	105	0,002	1 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	100	20	●	●	435 x 119 x 290	5	2 990
	CDP 3000		1	97	105	0,002	1 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	100	20	●	●	435 x 119 x 290	4,3	1 900
TECHNICS	SL-P277A		1	96	98	0,004	2 à 20 000 (± 0,5 dB)		NC	20	●	●	430 x 92 x 283	3,6	1 690
	SL-P377A		1	96	98	0,004	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	NC	20	●	●	430 x 92 x 287	3,6	1 990
	SL-P477A		1	96	100	0,003	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	NC	20	●	●	430 x 92 x 288	3,6	2 290
	SL-PS50		1	96	100	0,003	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	NC	20	●	●	430 x 127 x 333	5,2	2 990
	SL-PS70		1	96	112	0,003	2 à 20 000 (± 0,3 dB)	●	NC	20	●	●	430 x 127 x 333	5,2	3 990
	SL-PA10 Lecteur sans convertisseur								NC	20	●		430 x 129 x 333	7,8	7 000
	SL-Z1000 lecteur sans convertisseur + SH-X 1000 convertisseur		1	96	120	0,0018	2 à 20 000 (± 0,2 dB)	●	NC	32	●		484 x 139 x 419 484 x 139 x 419	20 20	80 000
	SL-P1200 Lecteur pro	x 2	16	96	106	0,0025	2 à 20 000 (± 0,1 dB)		NC	20	●	●	430 x 168 x 380	14,5	14 000
	SL-PC25 Changeur 5 disques		1	96	96	0,005	2 à 20 000 (± 1 dB)		NC	32	●		430 x 110 x 362	4,1	2 490
	SL-PK25 Changeur 5 disques		NC	96	96	0,005	2 à 20 000 (± 1 dB)		NC	32	●		360 x 100 x 368	3,9	2 490
	SL-PJ27A	x 4	NC	96	96	0,005	2 à 20 000 (± 0,5 dB)		NC	20			360 x 97 x 291	3,4	1 490
TELEFUNKEN	CD 500	x 2	16	96	100	0,006	20 à 20 000	●	NC	20	●		355 x 70 x 290	3,3	1 390
	CD 400E		16	96	100	0,007	20 à 20 000		NC	20			355 x 70 x 290	3,3	NC
	CD 310		16	96	100	0,007	20 à 20 000		NC	20			355 x 70 x 290	3,3	1 190
YAMAHA	CDX 530E	x 8	18	94	106	0,005	2 à 20 000 (± 0,5-1 dB)		NC	25	●	●	435 x 92,5 x 267	3,7	1 950
	CDX 730E	x 8	18	94	106	0,005	2 à 20 000 (± 0,5-1 dB)	●	NC	25	●	●	435 x 92,5 x 271	3,9	2 630
	CDX 930	x 768	1	98	110	0,003	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	96	25	●	●	435 x 111 x 342	5,7	3 900
	CDX 1030	x 768	1	98	110	0,003	2 à 20 000 (± 0,5 dB)	●	96	25	●	●	435 x 113,5 x 342	10,5	6 830
	CDX 2000	x 8	18	100	118	0,002	2 à 20 000 (± 0,3 dB)	●	NC	24	●	●	473 x 120,5 x 418	15,7	14 350



Lecteurs de CD : technologies et formules en présence

Demeurées quelque temps stationnaires, les techniques développées par les fabricants de lecteurs de CD ont, au cours des dix-huit derniers mois, connu de profonds changements. Tout d'abord avec la généralisation – sur les appareils « haut de gamme » – des procédés de suréchantillonnage ; puis avec l'arrivée des convertisseurs à 18 bits et à 20 bits ; enfin, et surtout, avec l'apparition des premiers lecteurs du type « One-Bit » à convertisseurs « Bit-Stream » ou « Mash » dont les noms sont aujourd'hui connus de tous. Et qui sont arrivés à point nommé pour mettre fin à la course aux convertisseurs « Multi-Bit », autrement plus complexes et onéreux que ceux-ci. Sans compter que les convertisseurs « One-Bit » ont, en plus, pour eux, l'attrait supplémentaire d'un très faible taux de distorsion.

Les raffinements électromécaniques

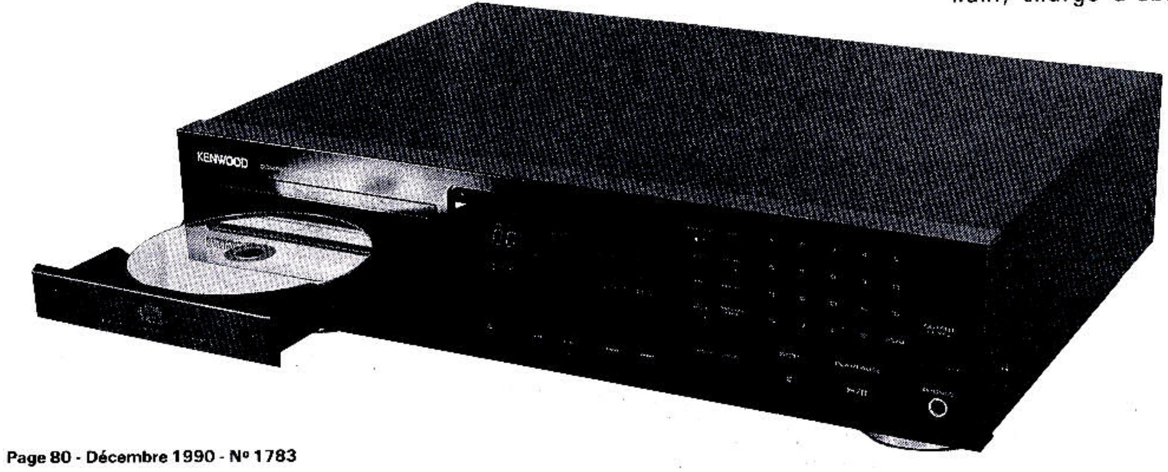
Bien que la conception des convertisseurs et des filtres utilisés dans l'étape primordiale de la conversion numérique/analogique soit en grande partie responsable de la qualité du message sonore restitué, on ne doit pas pour autant sous-estimer le rôle joué par la section électromécanique. Et encore moins ignorer l'influence des vibrations d'origine externe sur le bon fonctionnement des systèmes d'asservissement des dispositifs de lecteur optique.

Car il ne fait aucun doute que ces facteurs peuvent venir gravement perturber ces derniers, et ajouter ainsi des incertitudes de phase aux signaux détectés. D'où des anomalies de lecture venant s'ajouter à celles inhérentes aux défauts dont peuvent être porteurs les disques compacts.

En partie négligées jusqu'à une date relativement récente, ces influences néfastes sont aujourd'hui assez bien combattues. Du moins sur les appareils d'un certain niveau de sophistication.

Parmi les solutions préparées, la première et la plus évidente est celle qui fait appel à des pieds amortisseurs, associant ressorts et caoutchouc, qui forment une bonne barrière aux vibrations transmises par le support sur lequel est placé le lecteur de CD.

Pour compléter cette action, il est généralement de bon ton de faire appel à un châssis rigidifié par des nervures, le plus souvent associé à une base en matériau non résonnant, chargé d'absorber



d'éventuelles vibrations internes à l'appareil.
C'est d'ailleurs dans cet esprit que bon nombre de constructeurs n'hésitent pas à isoler du châssis, au moyen d'une suspension souple, le ou les transformateurs d'alimentation.
Bien évidemment, semblable solution est la règle absolue au niveau de la mécanique d'entraînement de l'ensemble optique de lecture, dont la conception a elle-même un rôle très important à jouer dans ce domaine.
C'est ainsi que les mécanismes faisant appel à un entraînement par moteur linéaire s'avèrent beaucoup mieux à même de filtrer les vibrations parasites de toute nature que les mécanismes à entraînement par pignons et crémaillère ou vis sans fin. Cela indépendamment du fait qu'ils sont, en plus, caractérisés par un temps d'accès très rapide aux plages de lecture et par un silence total de fonctionnement.

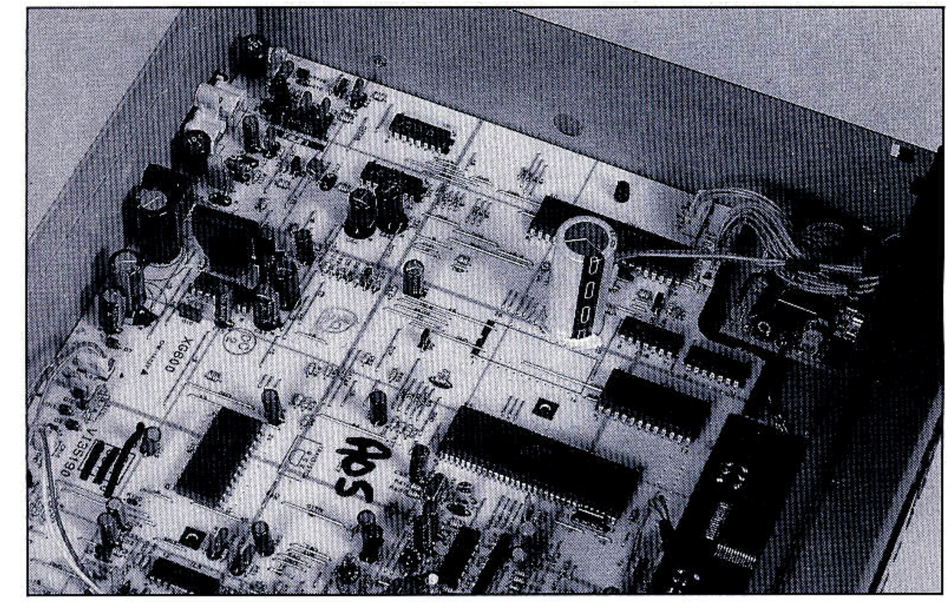


Photo B – Yamaha : au fond, les deux convertisseurs numérique/analogique AD 1860. Un gros condensateur jaune, de 47 mF, stocke des données.

Des détails qui comptent

L'une des préoccupations majeures des fabricants de lecteurs de CD est de faire en sorte que tout risque de couplages intempestifs entre les différentes sections de ces appareils soit pratiquement éliminé.
Plusieurs méthodes sont couramment utilisées à cet effet dont l'objectif principal est une isolation aussi complète que possible entre les circuits numériques et les circuits analogiques.
Simple, mais cependant très efficace, une première solution consiste à faire appel à deux alimentations distinctes, associées chacune à un transformateur séparé. D'où réduction très substantielle des couplages parasites que l'on ne manque pas de constater dans le cas d'une alimentation commune à ces deux types de circuits.
Un résultat que l'on peut d'ailleurs encore améliorer en prévoyant une alimentation distincte pour les circuits d'asservissement dont les appels de courant sont souvent loin d'être négligeables.
Toutefois, le fin du fin en matière d'isolation entre les sections numérique et analogique est sans conteste le recours au couplage optique pour assurer le transfert des signaux de l'une à l'autre. Lequel peut être porté à un très haut degré de perfection en ayant recours à une technique du genre « Opto-Drive », permettant de supprimer tout potentiel commun entre les circuits électroniques concernés. Et donc d'éliminer, par voie de conséquence, toute cause de diaphonie indésirable entre analogique et numérique.

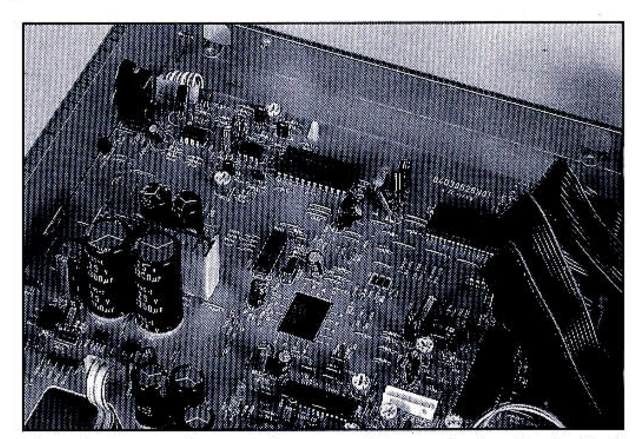


Photo C – Luxman : le convertisseur numérique analogique Analog Devices, un circuit nouveau, une marque qui monte.

Concernant également la qualité de restitution du message sonore, mais se situant à un autre niveau, le décalage entre voies, gauche et droite, inhérent à l'emploi d'un convertisseur numérique/analogique unique, peut évidemment être parfaitement combattu dès lors que le lecteur de CD a recours à un double convertisseur. Car dans ce cas, en effet, les signaux d'échantillonnage des voies – qui, rappelons-le, se suivent alternativement sur la piste enregistrée – peuvent alors être restitués simultanément, donc sans aucun déphasage.
Certains constructeurs vont même plus loin dans cette voie en mettant en œuvre deux convertisseurs N/A par canal – soit quatre au total – respectivement spécialisés dans le traitement des signaux de polarités positive et négative. Ce qui est une solution des plus intéressantes pour éliminer la distorsion de croisement que l'on constate lors de

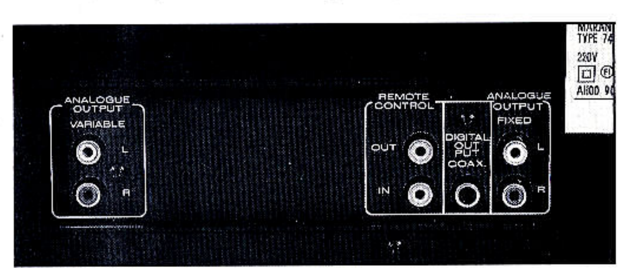


Photo D – Marantz : les prises : sortie fixe et variable séparées, sortie numérique et deux RCA non dorées pour la liaison type bus avec les autres éléments de la chaîne.



Photo E – Sansui : la platine de lecture Sansui : une tôle d'acier surmoulée, elle reçoit les éléments nécessaires au transport de la tête optique : rail cylindrique et un autre plat. L'asservissement fait le reste.

la reproduction des signaux de faible niveau, étant donné que, dans ce cas, les convertisseurs sont appelés à travailler avec leurs bits de plus faible poids.

Cette technique est toutefois différente de celle dite « à virgule flottante » qui permet, elle aussi, de remédier au manque de précision des convertisseurs numérique/analogique en présence de signaux de faible amplitude, en les faisant travailler sur les bits les plus significatifs. Et qui consiste à remonter tout d'abord le niveau de ces signaux, avant traitement, puis à l'abaisser ensuite en jouant sur le gain des amplificateurs de sortie.

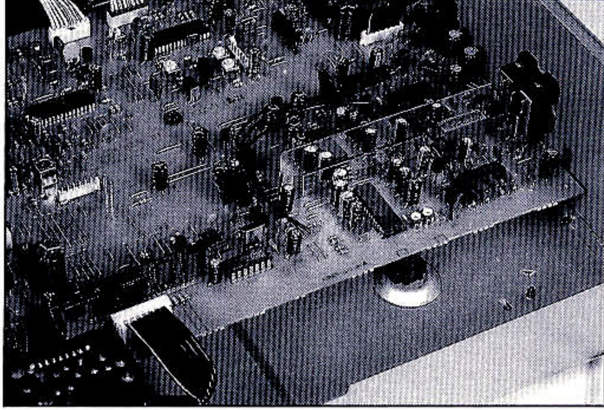


Photo F – Kenwood : la section de sortie avec un hybride pour la fonction DPAC, deux convertisseurs associés à des potentiomètres d'ajustement des bits de plus fort poids, entre les deux, un blindage à la découpe soigneusement étudiée.

Les techniques « Bit-Stream » et « Bit-Mash »

Nouvellement apparues sur certains lecteurs de CD, ces deux techniques sont dérivées des procédés de conversion « Delta » et « Delta-Sigma » (voir *H.P.* n° 1769) où le signal numérique n'utilise qu'un seul bit sans quantification, donc exempt d'erreurs de calcul et de conversion.

Ces procédés, rappelons-le brièvement, utilisent un codage par comparaison, la valeur du signal analogique étant comparée à la tension issue d'un intégrateur.

Si le résultat est positif, un « 1 » logique apparaît en sortie de ce dernier. A l'inverse, un « 0 » correspond à un résultat négatif, le flux binaire ainsi obtenu servant à générer une fonction en marches d'escalier en faisant appel à un additionneur-soustracteur. Lequel est mis à profit pour ajouter ou retrancher un échelon de tension selon que l'on est en présence d'un « 1 » ou d'un « 0 ». Il ne reste alors plus qu'à filtrer la fonction en marches d'escalier afin de reconstituer le signal analogique.

Là s'arrête toutefois l'analogie des techniques « Bit-Stream » et « Bit-Mash » avec les procédés de conversion du type « Delta » et « Delta-Sigma ». En effet, ces deux techniques ont classiquement recours au suréchantillonnage, la principale différence venant de ce que le convertisseur numérique/analogique associé génère des signaux à modulation de densité (PDM) dans le cas du « Bit-Stream », et des impulsions modulées en largeur (PNM) dans le cas du « Bit-Mash ».

Dans l'un et l'autre des deux procédés, l'élément clé est toutefois un circuit conformateur de bruit (« Noise Shaper ») dont le principal effet est de repousser le niveau de bruit à quelque 106 dB au-dessous du niveau maximal de sortie. D'où la possibilité de parvenir, en valeur pondérée, à un rapport signal/bruit avoisinant les 120 dB pour les signaux audio analogiques restitués.

Conséquences pratiques, dont il convient de tenir compte, les lecteurs de CD utilisant les convertisseurs « Bit-Stream » ou « Mash » sont non seulement remarquablement « silencieux », ce qui leur permet de restituer sans bruit de fond des signaux de très faible amplitude ; mais encore sont caractérisés, vis-à-vis de tels signaux, par une absence de distorsion de croisement, ainsi que par une caractéristique de transfert entrée/sortie du convertisseur, d'une remarquable linéarité.

Cela dit et même si les convertisseurs du type « One-Bit » ont déjà démontré leur remarquable comportement dans des conditions d'utilisation particulièrement difficiles, on ne doit pas pour autant en conclure que les convertisseurs « Multi-Bit » sont dès à présent déjà dépassés. Du moins, pour les modèles haut de gamme où l'action combinée de certaines astuces et perfectionnements (systèmes à virgule flottante ou à remise en place des échantillons notamment) situe pratiquement au même niveau de qualité les lecteurs de CD relevant de ces deux technologies.

Néanmoins, il semble bien que, dans l'avenir, on assiste à une généralisation des convertisseurs « One-Bit », ne serait-ce qu'en raison d'une plus grande simplicité de réalisation due à une substantielle diminution du nombre de composants, par comparaison avec les convertisseurs classiques à 18 bits ou 20 bits.

C.D.

Pratique de l'électronique

4e PARTIE

(Suite, voir nos 1780, 1781, 1782)

Division et multiplication de fréquence

Petite digression sur le « circuit universel de déclenchement »

L'auteur, qui a réalisé (il y a plus de vingt ans, donc uniquement en TTL simple) le montage de la figure 22, et s'en est énormément servi, ne peut résister à expliquer la structure du circuit, modestement appelé « circuit universel de déclenchement », qui augmente nettement les possibilités de l'ensemble.

Il s'agit d'un circuit qui doit permettre, une fois « armé » (sensibilisé), de fournir une impulsion de commande à partir de :

– la fermeture d'un contact (avec élimination des rebondissements) ;
– l'ouverture d'un contact (élimination des rebondissements) ;
– l'appui sur un poussoir (élimination des rebondissements) ;
– l'occultation d'une diode photosensible ;
– le démasquage d'une diode photosensible ;
– un top positif ;
– un top négatif.

Le schéma de ce système est indiqué sur la figure 23. Sa complexité n'est qu'apparente. Le transistor T_1 est un NPN de gain supérieur à 180, T_2 est un PNP quelconque, T_2 et T_4 sont des NPN quelconques.

Le poussoir P_2 est celui qui correspond à l'« armement » du système. Lorsqu'on l'a enfoncé, la sortie du « NAND » N_2 passe au niveau haut, T_4 est bloqué, et sa base monte, avec un petit retard dû à R_7-C_3, sans toutefois dépasser le potentiel du collecteur. Le transistor T_4 reste donc bloqué.

Les embases de jacks J_1 et J_2 sont destinées à recevoir des fiches allant à une photodiode, ou à un contact. Chacune comporte un contact qui s'ouvre quand on enfonce la fiche.

L'impulsion de sortie, sur le collecteur de T_4, sera fournie quand le basculeur N_1-N_2 passera dans l'état où la sortie de N_2 est basse. En effet, à ce moment, le potentiel de l'émetteur de T_4 est brusquement amené à zéro, mais celui de sa base n'y va pas immédiatement, du fait du retard apporté par R_7 et C_3.

Donc, pendant le temps que met le condensateur C_3 à se décharger (dans R_7 et en four-

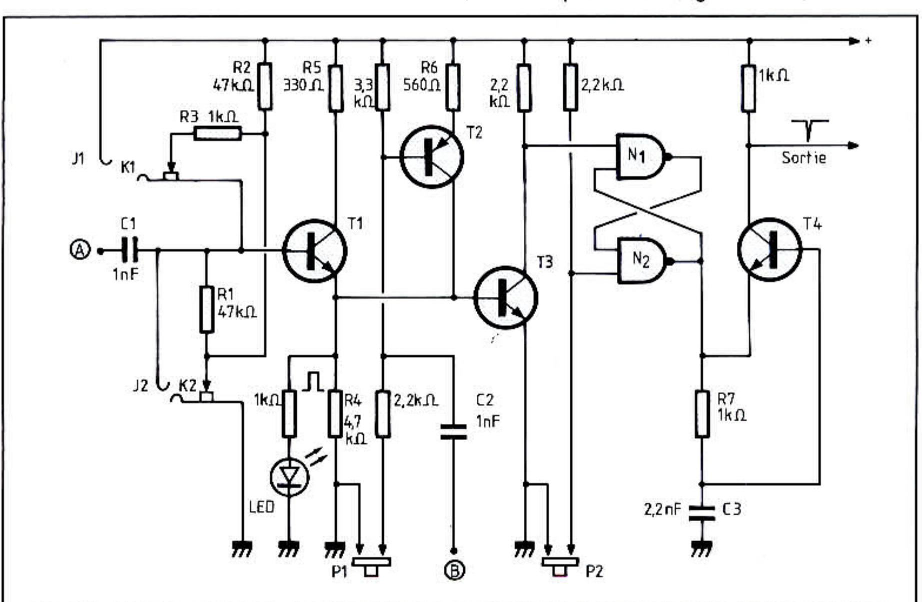


Fig. 23. – Circuit « universel » de déclenchement, permettant d'envoyer, en sortie, un top négatif (à condition d'avoir « armé » le système par appui sur P_2). Ce top peut être produit par un démasquage de photodiode (ou une fermeture de contact) si la diode ou le contact est relié à un jack enfoncé dans J_1. Dans J_2, on peut mettre une photodiode (dont l'occultation déclenchera le système) ou un contact qui commandera le top lors de son ouverture. On peut aussi déclencher le tout par un top positif appliqué en A, par un top négatif appliqué en B, ou par le poussoir P_1.

nissant le courant base de T_4), le transistor T_4 est débloqué, pendant un temps très court, donnant, sur son collecteur, une impulsion négative très brève.
Le basculement du bistable N_1-N_2 est commandé par un abaissement momentané du potentiel de l'entrée supérieure de N_1, c'est-à-dire du collecteur de T_3. Ce transistor sera débloqué quand T_2 (ou T_1) le sera.

Déclenchement par diode photosensible

Rappelons qu'une telle diode est utilisée en portant sa cathode à un potentiel positif par rapport à son anode. Sans « courant de fuite » dans l'obscurité, elle se laisse traverser, si elle est éclairée, par un courant inverse, analogue à la « fuite » d'une mauvaise diode, ce courant étant proportionnel au flux lumineux que la diode reçoit.
Enfonçons dans l'embase de jack J_1 une fiche de jack reliée à une diode photosensible. La cathode de la diode est reliée au + Vcc, et le contact K_1 s'ouvre. Comme K_2 est toujours fermé, l'anode de la diode est reliée à la masse par R_1 de 47 kΩ et à la base de T_1.
Donc, si la diode, primitivement non éclairée, reçoit brusquement de la lumière (démasquage), le potentiel de son anode monte brusquement. Cette remontée, transmise par T_1 (qui fonctionne en collecteur commun) à la base de T_3, provoque le basculement du bistable. L'emploi d'un étage collecteur commun est rendu nécessaire par la résistance élevée du circuit de la diode photosensible (47 kΩ).
Le fonctionnement est le même si le jack placé dans l'embase J_1 est connecté par deux fils à un contact que l'on ferme.
Si, maintenant, on place un jack dans l'embase J_2, le contact K_2 s'ouvre, K_1 restant fermé. Une diode photosensible reliée à ce jack aura donc sa cathode reliée par R_1 au + Vcc (et par R_3 à la base de T_1) et son anode à la masse. Si elle est éclairée, elle se comporte comme un court-circuit.
Mais, dès que l'on supprime son éclairement (masquage), le potentiel de sa cathode remonte, celui de l'émetteur de T_1 en fait autant, et le bistable bascule. Il en va de même si, dans l'embase J_2, on a placé un jack relié par deux fils à un contact qui s'ouvre.
Pour la commande par des contacts, le fait que l'on doive « armer » le système par appui sur P_2, afin de le rendre sensible, élimine, par là même, l'effet des rebondissements des contacts. La première fermeture (contact en J_1) ou ouverture (contact en J_2) commande le basculement, toutes les ouvertures ou fermetures suivantes étant sans effet.
Le déclenchement par un top positif se fait en appliquant ce top au point (A) : le condensateur C_1 le transmet à la base de T_1, reliée à la masse par R_3, et le bistable bascule.
Pour un top négatif, on l'applique en (B) : il débloque la base de T_2, ce qui envoie du courant à la base de T_3 et commande le bistable.
Enfin, si l'on appuie sur le poussoir P_1, on débloque aussi T_2, ce qui fait basculer le bistable. Tout rebondissement du contact de P_2 est sans effet, le premier établissement de contact qui suit l'« armement » du système par P_2 étant seul actif.
En effet, rappelons que ces différentes commandes n'agissent que si l'on a précédemment « armé » le dispositif, en appuyant sur le poussoir P_2, exactement comme le balayage « monocourse » (position « trace unique ») dans un oscilloscope.
La LED commandée par l'émetteur de T_1 est utile pour savoir, en cas de commande par une diode photosensible, si l'éclairement de cette dernière est correct. Si le jack relié à la diode est mis dans J_1, la LED doit être éteinte quand la diode est masquée, allumée quand elle reçoit la lumière. Si l'on a mis le jack dans J_2, on doit, au contraire, avoir une LED éteinte quand la diode est éclairée, la LED s'allumant quand on masque la diode photosensible.

Divisions de fréquence par des nombres fractionnaires

Tous les moyens vus jusqu'à présent de diviser une fréquence par un nombre N ne sont valables que si N est entier. Il peut être nécessaire de diviser une fréquence par 4,5 ou par 34,2, et cela va compliquer un peu les choses.
Indiquons tout de suite l'idée de base. Si l'on veut diviser une fréquence par 4,5, par exemple, on va s'arranger pour la diviser alternativement par 4 et par 5. On réalisera donc, par exemple, un montage tel que celui de la figure 24.
Le système comptant par 4 ou 5 est un circuit HEF 4017 rebouclé (comme on l'a utilisé dans le montage de la figure 15). Les trois « NAND » (les trois quarts d'un circuit HEF 4011) servent de système d'orientation, pour transmettre la sortie S_4 ou la sortie S_5 du 4017 à la commande de mise à zéro (Clr) du 4017.
Cette orientation est commandée par le basculeur bistable constitué par une moitié de HEF 4013. Comme c'est un basculeur du type « D », on en fait un bistable classique en reliant sa sortie $\overline{Q}$-barre à son entrée D.
Le bistable en question est commandé par la sortie S_3 du 4017. Donc, chaque fois que le 4017 passe par l'état n° 3, le bistable change d'état. Donc le système compte une fois par 4, une fois par 5.
Chaque fois que nous enverrons 9 impulsions au 4017, partant de zéro, il comptera une fois par 4 et une fois par cinq, ce qui nous donnera deux impulsions sur la sortie S_3, par exemple. Il y a bien division par 4,5.

Comme périodicité... on pourrait faire mieux !

Evidemment, nous retrouvons ici une sortie qui n'est pas d'une périodicité régulière, puisque l'écart entre une im-

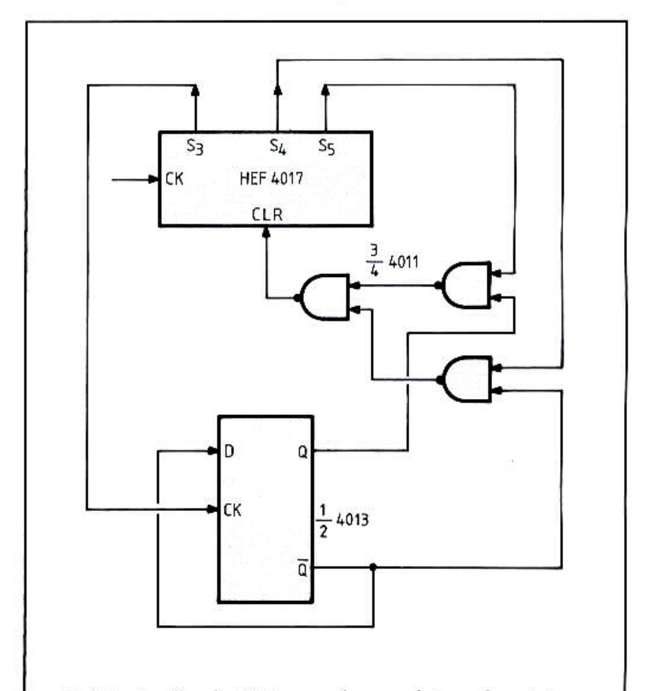


Fig. 24. – La décade 4017 « recycle » une fois sur deux à 4, une fois sur deux à 5. Cela est commandé par le basculement du bistable (un basculeur D monté en compteur binaire). On compte ainsi « par quatre et demi ».

pulsion de sortie et la suivante n'est pas constant : il est égal une fois sur deux à quatre périodes d'entrée et une fois sur deux à cinq périodes d'entrée. Mais il y a bien des cas où l'on peut s'accommoder d'un tel signal.

Si l'on voulait diviser par 34,2, on s'arrangerait, par un système de compteurs prédéterminés et de portes, pour diviser :
– quatre fois sur cinq par 34 ;
– une fois sur cinq par 35.
Les signaux « pas très correctement périodiques » que l'on obtient par ces types de divisions peuvent être rendus bien meilleurs si la division « à taux périodiquement variable » est suivie par une division à taux fixe, surtout si ce second taux est élevé.

Si, par exemple, notre division par 4,5 est suivie d'une division par 37, le signal fourni par cette dernière sera relativement correct. La seconde division donne, en effet, un signal de sortie tous les 37 signaux d'entrée. Supposons que la fréquence d'entrée, commandant la division par 4,5, soit de 100 kHz. Le signal sortant de cette première division aura une période sur deux de 40 μs, une période sur deux de 50 μs (écart 20 %). Mais un groupe de 37 de ces signaux peut comprendre :
– 18 périodes de 4 μs et 19 périodes de 5 μs, soit en tout 16 700 μs ;
– 18 périodes de 5 μs et 19 périodes de 4 μs, soit en tout 16 600 μs. La différence d'écart entre deux signaux sortant de la division par 37 sera donc réduite à 1/166, soit à 0,86 %, ce qui est négligeable.

C'est d'ailleurs le système utilisé par les circuits intégrés « générateurs de notes musicales ». En effet, on ne peut obtenir, avec une précision suffisante, les fréquences correspondant aux douze notes de la gamme tempérée (en comptant les dièses), en divisant une même fréquence par des nombres pas trop grands. Ces circuits utilisent donc le système de la « division à taux régulièrement variable », à partir d'une horloge à fréquence élevée (plusieurs mégahertz), suivie par une division à taux fixe pour « régulariser » le signal.
Nous allons d'ailleurs voir comment on peut, à partir d'un signal de N tops par seconde, mais présentant une « modulation de phase » (comme c'est le cas du signal issu d'une division par 4,5, ou par 34,2), obtenir un signal bien périodique de fréquence N.

La boucle verrouillée en phase (PLL)

Un montage d'une extrême utilité pour ceux qui veulent réaliser des multiplications de fréquence (et bien d'autres applications) est le système comprenant un oscillateur dont on peut commander la fréquence, et un phasemètre, le tout étant monté comme l'indique la figure 25.
Le but de ce montage est d'asservir la fréquence de l'oscillateur commandé à être égale à une fréquence « étalon », F_0. Pour cela, on va comparer le signal de fréquence F, fourni par l'oscillateur à fréquence commandée, et le signal étalon, F_0, dans un circuit désigné assez vaguement sous le nom de « phasemètre ».
Cela peut sembler paradoxal, car, ce que l'on veut comparer, ce sont les *fréquences* F et F_0, et non les phases de ces signaux. Mais, si F et F_0 sont très voisines, on peut considérer le signal à fréquence F comme étant un signal qui présente, par rapport au signal à fréquence F_0, un déphasage régulièrement variable.
Par exemple, si F_0 est de 1 000 Hz exactement et F de 999 Hz exactement, on peut dire que F présente, par rapport à F_0, un déphasage en retard qui croît de 360° (une période) par seconde, puisque, en une seconde, un signal à 999 Hz prend un retard d'une période par rapport à un signal à 1 kHz.
Le signal issu du phasemètre se nomme « signal d'erreur ». En effet, il restera nul si F était rigoureusement à la même fréquence que F_0 et que ces deux signaux soient en phase. L'apparition d'un signal en sortie du phasemètre montre que le signal à fréquence F « glisse » par rapport au signal à fréquence F_0.

Ce signal d'erreur est appliqué à un filtre, et la sortie du signal filtré commande la fréquence de l'oscillateur. Ainsi, dès que ce dernier manifeste un désir (éminemment pervers) de déclarer son signal par rapport au signal étalon, le phasemètre s'en aperçoit tout de suite, et la commande de fréquence remet l'oscillateur commandé dans le droit chemin... enfin, à la fréquence qu'il aurait dû conserver.

Cet oscillateur se trouve donc « verrouillé » à la fréquence F_0 par une commande qui se referme sur elle-même, autrement dit une commande « en boucle fermée », d'où le nom de PLL (Phase Locked Loop = boucle de verrouillage de phase) que l'on donne à ce montage.

« Cela doit être une idée Shadock !... »

... diront les lecteurs. « On dispose déjà d'un signal " étalon ", donc normalement précis et stable), et l'on se donne un mal fou pour le... recopier (plus ou moins bien) avec un oscillateur qui ne demande qu'à dériver, et que l'on empêche, à grand peine, de mal se conduire ! »

En réalité, on va voir que ce « PLL » est bien plus intéressant qu'il n'y paraît. D'abord, il ne faut pas oublier la présence du filtre dans le montage de la figure 25. Si c'est un filtre passe-bas à fréquence de coupure importante, l'étalon F_0 pourra être un signal du genre de ceux que nous avons déjà rencontrés, pas tellement périodique, par exemple avec des périodes alternatives courtes et longues.
Le phasemètre détecte alors de continuelles variations de phase de F_0 par rapport à F, mais, si F est bien calé sur la valeur *moyenne* de la fréquence de F_0, ces fluctuations de phase se feront de part et d'autre de zéro. Le filtre passe-bas élimine ces fluctuations et envoie à l'oscillateur commandé une tension *continue*.
Dès lors, le signal sortant de cet oscillateur est parfaitement périodique, avec un espacement constant entre toutes ses périodes, comme il sied à tout signal périodique de bonne famille. Il a donc la qualité qui manquait au signal étalon F_0, tout en ayant la fréquence *moyenne* de ce dernier.
Nous pourrons, entre autres, partir d'un signal modulé en fréquence, pour obtenir un signal à fréquence fixe, cette fréquence étant la valeur moyenne de celle du signal modulé en fréquence.

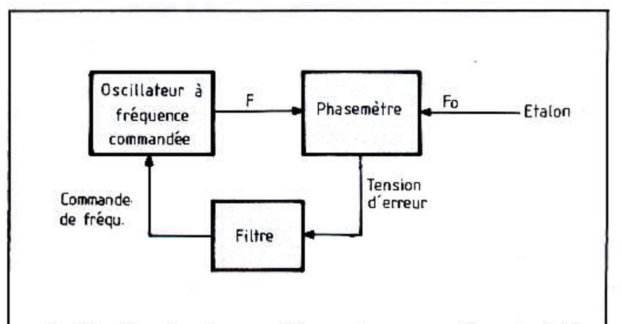


Fig. 25. – La « boucle verrouillée en phase » ou « Phase Locked Loop » (PPL) permet d'asservir la fréquence F d'un oscillateur commandé en fréquence à une fréquence « étalon » F_0, par comparaison de F et de F_0 dans un phasemètre.

Nous continuons par beaucoup plus fort

Il y a mieux : imaginons que, par accident, un ou plusieurs tops du signal étalon viennent à manquer. S'il est conçu dans ce but, le phasemètre ne donnera aucun signal d'erreur lorsqu'il ne recevra que l'un des signaux d'entrée. Or, un filtre passe-bas est un peu une « mémoire analogique », et l'oscillateur commandé va continuer à la fréquence précédente, jusqu'à ce que le retour des signaux étalons lui permette de « réactualiser » sa commande mise en mémoire.

C'est bien pour cela que l'on utilise le PLL pour commander l'oscillateur de balayage ligne dans les téléviseurs. Avec le système du relaxateur synchronisé par les tops de ligne reçus, utilisé autrefois, quand un de ces tops manquait, le relaxateur fournissait un signal d'une période anormalement longue, peut-être une fois et demie la période normale (64 μs) et, éventuellement, se resynchronisait difficilement (ou pas) sur le top ligne qui suivait le manquant.

L'amplificateur commandant les bobines de déviation horizontale prenait très mal ces fantaisies, et il en résultait un décrochement important dans l'image.

A l'opposé, avec un balayage synchronisé par PLL, si un top ligne fait défaut, l'oscillateur ligne continue sur sa lancée, en raison de la « mémoire analogique de correction » que constitue le filtre passe-bas qui le commande. Quand les tops de lignes reviendront, si l'oscillateur a un peu dérivé, le phasemètre va le corriger progressivement (n'oubliez pas le filtre passe-bas), le ramener à la bonne phase, et l'on ne verra pratiquement rien sur l'image.

Un démodulateur FM ultra-simplifié

On va faire encore mieux avec un PLL. Supposons (fig. 26) que l'on envoie à l'une de ses entrées un signal modulé en fréquence. Sa fréquence varie donc de f par rapport à la valeur moyenne F_0.

Le PLL asservit, par la boucle qu'il comporte, la fréquence du VCO (on nomme ainsi le Voltage Controlled Oscillator = oscillateur commandé par une tension) à la valeur moyenne (du fait du filtre passe-bas) du signal modulé, soit F_0.

Donc, la sortie du phasemètre, avant le filtre, nous indique l'écart entre la phase du signal FM et celle du signal F_0. Elle nous fournit donc la modulation.

Il convient, toutefois, de noter un détail. Si la fréquence F du signal modulé diffère de f de sa valeur moyenne F_0, l'écart de phase entre le signal modulé et le signal F_0 n'est pas constant : il augmente linéairement avec le temps. En effet, considérons, par exemple, deux fréquences :

F_0 = 1 000 000,00 Hz (exactement 1 MHz et :

F = 1 000 010,00 Hz (soit 1 MHz plus 10 Hz).

Si, au temps zéro (quand F a changé, passant de 1 MHz exactement à 1 MHz + 10 Hz), les signaux F_0 et F étaient en phase, au temps t = 0,01 (un centième de seconde après), le signal F a fourni 10/100 = 0,1 période de plus que le signal F_0 (puisque, en une seconde, il fournit dix périodes de plus que le signal F_0). Il est donc, par rapport à ce dernier, en avance de phase d'un dixième de période, soit de 36°. Au temps t = 0,02, il sera en avance de 72°, et son avance de phase deviendra 108° (3 × 36) au temps t = 0,03.

On peut dire, en quelque sorte, que son avance de phase par rapport à F_0 croît de dix périodes par seconde. Si l'on voulait parler d'une façon mathématiquement exacte (mais un peu obscure pour ceux qui n'y sont pas habitués), on dirait que la phase est *l'intégrale* de la différence de fréquences f.

Supposons maintenant que le signal modulé en fréquence transmette, par sa modulation, un signal audiofréquence A, et que la modulation soit faite de telle sorte que, à chaque instant, l'écart f de fréquence ($f = F - F_0$) soit proportionnel à la valeur instantanée de A.

Dans ce cas, la modulation recueillie à la sortie du phasemètre de la figure 26 ne sera pas la copie exacte du signal A, elle en sera *l'intégrale* par rapport au temps, autrement dit les composantes à fréquences basses de A se retrouveront, en sortie du phasemètre, avec une amplitude plus grande que les composantes à fréquences élevées.

On devra donc, si l'on veut retrouver exactement le signal A, procéder à une « dérivation » du signal sortant du phasemètre, c'est-à-dire le faire passer par un amplificateur dont le gain soit proportionnel à la fréquence.

La question est assez complexe. On sait que, en modulation de fréquence, il y a une « pré-accentuation », augmentant le taux de modulation pour les fréquences modulantes élevées. Notre système s'en trouverait donc assez bien.

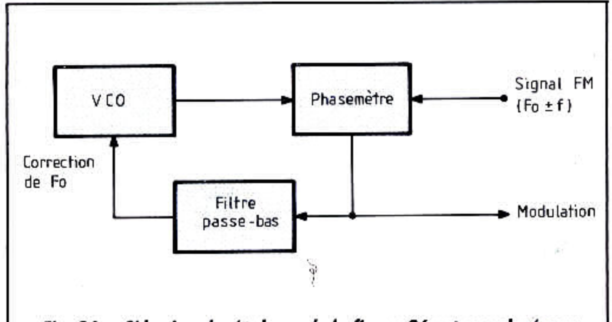


Fig. 26. – Si le signal « étalon » de la figure 26 est remplacé par un signal modulé en fréquence, le filtre éliminant la composante à la fréquence de modulation, la sortie du phasemètre nous fournit le signal modulant.

Multiplions les fréquences

Nous abandonnons (momentanément) notre PLL pour voir comment on peut multiplier une fréquence.

Il faut essentiellement distinguer deux cas, suivant que la fréquence à multiplier est rigoureusement fixe, ou si elle peut varier un peu.

Dans le cas d'une fréquence rigoureusement fixe, on ne s'en tire pas trop mal par la méthode « des harmoniques ».

On sait que, entre un signal sinusoïdal de fréquence F et un signal périodique, de fréquence F aussi, mais non sinusoïdal, la différence est la suivante : le second contient des signaux « parasites », en quelque sorte, dits « harmoniques », qui sont des signaux sinusoïdaux, à des fréquences 2 F, 3 F..., etc.

Plus le signal est « distordu » (loin de la belle sinusoïde), plus il contient de ces harmoniques.

La méthode de multiplication de fréquence consiste donc (fig. 27) à distordre le signal à fréquence F, à en extraire l'harmonique n (de fréquence nxF) et à amplifier ce dernier. En théorie, c'est extrêmement simple, mais la pratique est moins aisée.

D'abord, la distorsion. On peut penser que c'est « trop facile », car, le plus souvent, on a de la distorsion sur un signal sans l'avoir souhaitée (et on a souvent de la peine à l'éliminer). Oui, mais... il ne faut pas « distordre n'importe comment ». Tous les « mathomaniaques », férus de la série de Fourier, vous diront que telle forme d'onde favorise les harmoniques de rang pair (2 F, 4 F...), telle autre favorisant les harmoniques de rang impair (3 F, 5 F..., etc.).

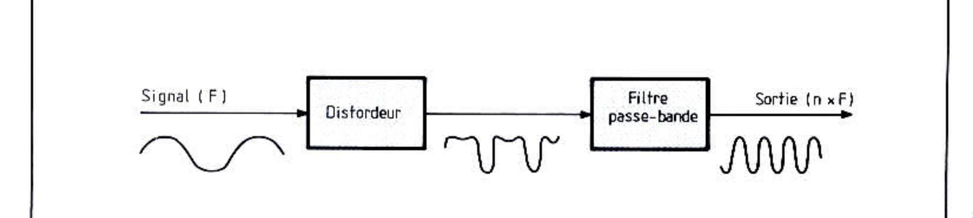


Fig. 27. – Pour multiplier une fréquence F par un entier n, on peut appliquer le signal à fréquence F à un « distordeur », dont la sortie contient des harmoniques. Un filtre sélectif, accordé sur nxF, laisse passer uniquement l'harmonique n.

Nous ne nous lancerons pas dans cette étude, fort longue et complexe. Mais une autre difficulté survient : la réalisation du filtre qui suit le « distordeur ». Si, par exemple, nous voulons réaliser une multiplication de fréquence par 5, en prenant l'harmonique de rang cinq, il importe d'abord que les harmoniques de rang 4 et 6 ne passent pas dans le filtre. On rendra ce dernier aussi sélectif que possible.

On voit que l'on a intérêt à disposer d'une fréquence F bien fixe, de telle sorte que la valeur 5 F soit parfaitement déterminée, et permette d'employer un filtre très sélectif.

Un signal « pollué » par le « fondamental »

Que se passera-t-il si la sélectivité du filtre n'est pas suffisante ? N'oublions pas que, dans le signal distordu, il y a bien l'harmonique 5, mais il y a aussi une composante, toujours importante, à la fréquence F (on pourrait l'appeler « harmonique 1 », mais on lui réserve le nom plus poétique de « fondamental »).

Ce fondamental peut passer dans le filtre. Il pourra se manifester par une modulation d'amplitude (à la fréquence F) du signal à fréquence 5 × F, autrement dit les sinusoïdes ne seront pas toutes identiques, elles se composeront de trains répétitifs de cinq sinusoïdes.

Le mal pourra être plus insidieux et moins visible si la présence du fondamental ne se traduit que par une modulation « en phase » du signal de sortie. Ce dernier, vu sur l'écran d'un oscilloscope, aura une belle allure, sans modulation d'amplitude. Tout au plus pourra-t-on observer que, quand on examine la sinusoïde de sortie, la trace devient un peu plus large vers la droite, comme l'indique la figure 28.

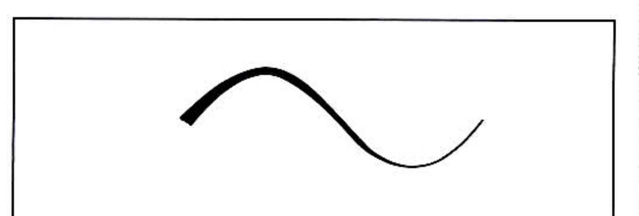


Fig. 28. – Si un signal est légèrement modulé en fréquence ou en phase, la sinusoïde observée à l'oscilloscope s'élargit vers la droite.

Cet élargissement montre que le signal se compose de différentes sinusoïdes, qui n'ont pas toutes exactement la même période. Un tel signal est souvent mauvais pour les emplois principaux. En particulier, si on a voulu, en procédant ainsi, réaliser un émetteur dont la fréquence porteuse est cinq fois celle d'un quartz donné, on va envoyer des « bandes latérales » fort gênantes dans les ondes.

Ne concluez tout de même pas que la multiplication de fréquence par harmoniques est inutilisable. Disons seulement qu'elle est délicate.

Cas particulier de la multiplication par deux

Si, partant d'une fréquence F, on veut obtenir une fréquence 2 F, il y a des moyens simples, pour qui n'est pas trop « regardant » sur la pureté du signal fréquence 2 × F.

D'abord, pour une tension sinusoïdale, le simple « redressement deux alternances », par un pont de diodes, par exemple, fournit un signal à fréquence double, comme le montre la figure 29.

Si le signal dont on veut doubler la fréquence est composé de signaux rectangulaires symétriques, il y a une méthode assez commode et relativement peu utilisée : l'emploi du « ou exclusif » et de l'intégrateur. La figure 30 en montre la structure ; les formes d'ondes de la figure 31 en expliquent le fonctionnement.

On sait qu'un circuit « X-OR » (abréviation commode de

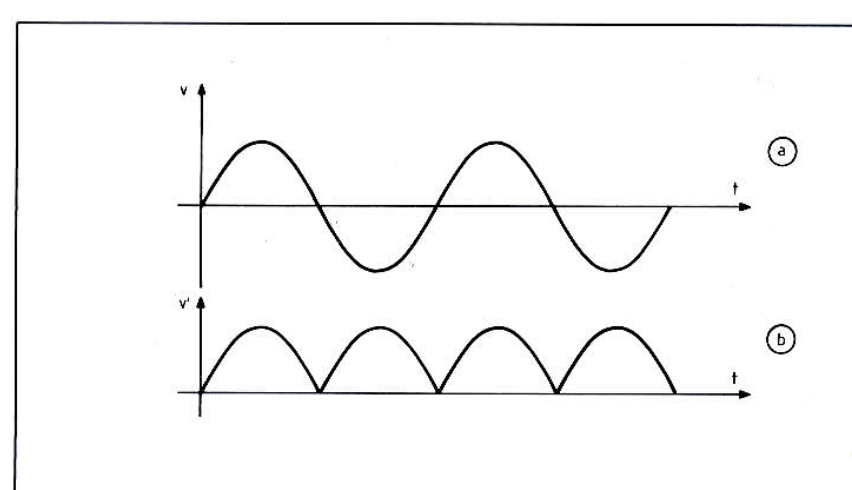


Fig. 29. – Un moyen simple pour doubler une fréquence consiste à redresser la tension avec un pont de diodes : le signal « redressé deux alternances » est à la fréquence double du signal d'entrée du pont.

« ou exclusif ») ne donne une sortie S haute que quand ses entrées A et B sont des états logiques différents (une étant haute, l'autre basse).

D'autre part, avec les circuits CMOS actuels, une entrée est, pratiquement, considérée comme « haute » si la tension qui lui est appliquée est un petit peu supérieure à la moitié de la tension d'alimentation Vdd. Si l'on applique à cette entrée une tension légèrement inférieure à Vdd/2, le circuit considérera que cette entrée est au niveau logique bas.

Sur les formes d'ondes de la figure 31, on voit que l'entrée A du « X-OR » reçoit un signal rectangulaire symétrique. Le circuit R-C de la figure 30, jouant le rôle d'un filtre passe-bas (un « intégrateur », diront les matheux), applique à l'entrée B un signal un peu déformé, arrondi, se comportant, par rapport à Vdd/2 (ligne en pointillé), comme s'il avait un peu de retard par rapport au signal A.

Donc, la sortie S du « X-OR » se trouve haute seulement quand le signal en B est différent du signal en A, soit deux fois par période. Nous avons donc doublé la fréquence du signal appliqué en A.

Ce système est très utile pour doubler la fréquence des impulsions d'un capteur, par exemple pour la réalisation d'un tachymètre : si le capteur donne un top par tour, on a intérêt à augmenter, par doublage de fréquence, le nombre de tops, ce qui permet d'augmenter la précision et de simplifier le filtrage, s'il s'agit d'un tachymètre analogique.

Une multiplication par n avec le PLL

Nous revenons à notre circuit PLL. L'idée de base de son emploi pour la multiplication est la suivante :

– puisqu'il est facile (on l'a vu plus haut) de diviser une fréquence par un nombre n entier quelconque (et même non entier, comme on l'a vu), pour avoir un signal à fréquence $F = n \times F_0$, à partir d'une fréquence F_0, le mieux est d'asservir un oscillateur à la fréquence F, en comparant F_0 et le signal obtenu par division de la fréquence F par n.

On en arrive donc au montage de la figure 32. Cette fois, le VCO (oscillateur dont la fréquence est commandée par une tension) n'est plus relié directement à une des entrées du phasemètre, mais il passe par un diviseur de fréquence de rapport n. L'autre entrée du phasemètre reçoit le signal à fréquence F_0.

Ainsi, la boucle stabilise la fréquence F du VCO à une valeur telle que F/n soit maintenue égale à F_0, ce qui revient à dire que $F = nF_0$.

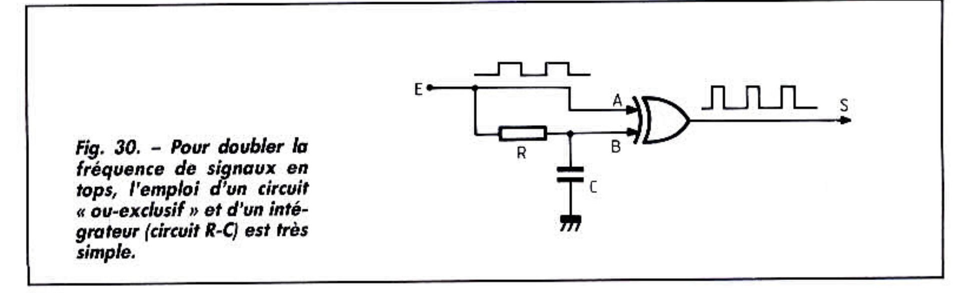


Fig. 30. – Pour doubler la fréquence de signaux en tops, l'emploi d'un circuit « ou-exclusif » et d'un intégrateur (circuit R-C) est très simple.

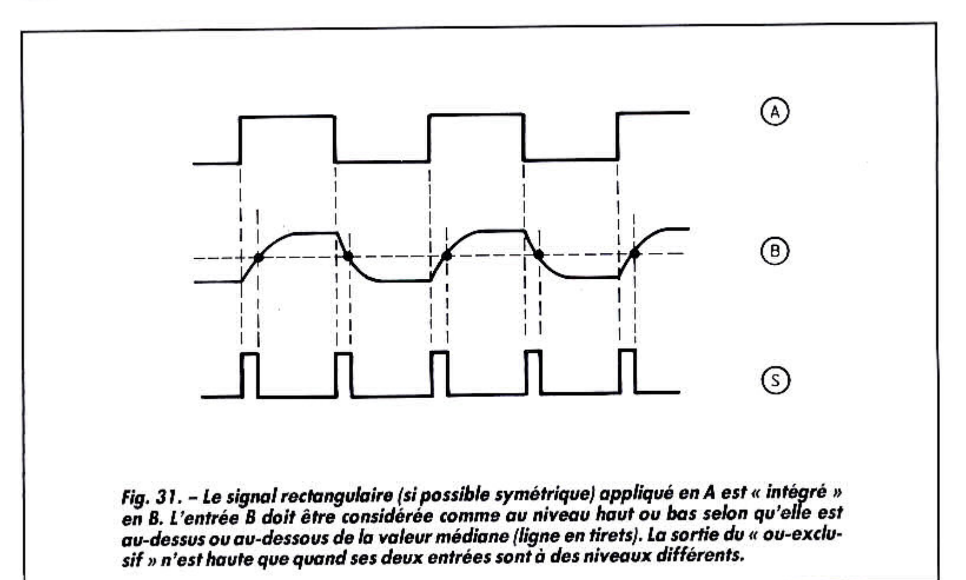


Fig. 31. – Le signal rectangulaire (si possible symétrique) appliqué en A est « intégré » en B. L'entrée B doit être considérée comme au niveau haut ou bas selon qu'elle est au-dessus ou au-dessous de la valeur médiane (ligne en tirets). La sortie du « ou-exclusif » n'est haute que quand ses deux entrées sont à des niveaux différents.

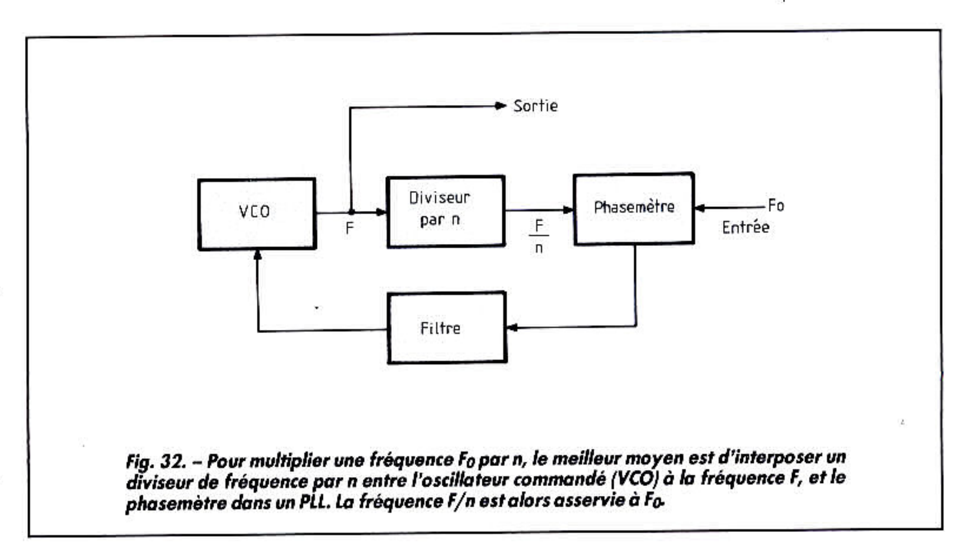


Fig. 32. – Pour multiplier une fréquence F_0 par n, le meilleur moyen est d'interposer un diviseur de fréquence par n entre l'oscillateur commandé (VCO) à la fréquence F, et le phasemètre dans un PLL. La fréquence F/n est alors asservie à F_0.

La multiplication est-elle parfaite ?

Va-t-on obtenir ainsi un signal tout à fait périodique à fréquence F, sans modulation de fréquence ou de phase ? Tout dépend :
– de la qualité du VCO ;
– du filtre qui commande le VCO (ce second point étant, de loin, le plus important).

En effet, si la tension qui commande la fréquence du VCO comporte une composante alternative, par exemple à la fréquence F_0, le signal du VCO se trouvera modulé en fréquence, donc inutilisable pour beaucoup d'applications. Toute la qualité du signal à fréquence F tient donc à celle du filtre, qui doit éliminer de façon parfaite les résidus éventuels de signal à la fréquence F_0, et ne pas introduire non plus de signaux parasites à fréquence plus basse.

On arriverait à conclure que ce filtre doit avoir une fréquence de coupure aussi basse que possible, pour éliminer aussi bien que possible les composantes perturbatrices. Mais on ne peut aller trop loin dans ce sens.

En effet, supposons que nous n'ayons pas appliqué la fréquence F_0. Le VCO oscille à une certaine fréquence F_1, la sortie du diviseur envoie donc au phasemètre une fréquence F_1/n.

Si la différence entre F_0 et F_1/n est grande, la tension de sortie du phasemètre va varier rapidement, à une fréquence voisine de la différence :
$F_1/n - F_0 = f$

Si le filtre atténue beaucoup la fréquence f, il ne pourra pas y avoir « verrouillage » du PLL (stabilisation de la fréquence du VCO se à $n \times F_0$). Ce verrouillage (on dit « accrochage ») ne se produira donc que si la fréquence f est suffisamment faible pour que le signal correspondant soit correctement transmis par le filtre, permettant une correction efficace de la fréquence du + VCO.

Au moment où l'on applique le signal à fréquence F_0, il n'y aura accrochage que si la différence entre F_0 et F_1/n est assez basse pour que le signal issu du phasemètre passe bien dans le filtre.

Cela définit ce que l'on appelle une « plage de capture ». Prenons un exemple numérique.

Supposons que l'on veuille multiplier la fréquence F_0 (de 50 kHz) par 13. Le diviseur est donc conçu pour diviser la fréquence par 13, et l'on souhaite que le VCO oscille à 13 × 50 = 650 kHz.

Nous supposerons que le VCO, en l'absence de commande de fréquence, oscille à 630 kHz, donnant, en sortie du diviseur :
630/13 = 48,462 kHz.

Quand on applique le signal F_0 à 50 kHz au phasemètre, celui-ci nous délivre d'abord une tension d'erreur qui a une fréquence de :
50 – 48,462 = 1,538 kHz

Si le filtre transmet correctement cette fréquence, le VCO va être corrigé « au vol », et finira par se stabiliser à 650 kHz.

Supposons que le filtre transmette très mal une fréquence au-delà de 4 kHz. Tout signal F_0 ayant une fréquence inférieure à 48,462 – 4 = 44,462 kHz, ou supérieure à 48,462 + 4 = 52,462 kHz risque de ne pas permettre l'accrochage. On dira donc que le PLL a alors une « plage de capture » de 44,5 à 52,5 kHz (nombres évidemment approximatifs).

Autrement dit, tout signal F_0 d'une fréquence comprise entre 44,5 et 52,5 kHz provoquera l'accrochage. Si le signal F_0 a une fréquence située hors de cette plage, l'accrochage n'aura pas lieu.

La plage de poursuite

Cela signifie-t-il que le PLL est incapable d'être verrouillé avec une fréquence F_0 située hors des limites de la plage de capture ? La réponse est non.

En effet, appliquons, par exemple, un signal à fréquence F_0 = 50 kHz. Comme cette valeur est dans la plage de capture, l'accrochage aura lieu. Maintenant, faisons varier *lentement* la fréquence F_0 : nous allons voir que le VCO « suit ». Il continue même à suivre pour une valeur de F_0 qui sort de la plage de capture, par exemple à 60 kHz.

Pourquoi le VCO y arrive-t-il ? Tout simplement parce que, la variation de F_0 étant lente, le phasemètre réagit lentement, son signal passe parfaitement par le filtre, et, tant que le VCO peut atteindre la fréquence égale au produit de F_0 par treize, il le fait.

On peut donc maintenir l'accrochage dans une gamme de fréquences généralement très supérieure à la plage de capture. On nomme cette seconde plage « plage de poursuite ». Elle ne dépend, pratiquement, que des possibilités limites du VCO. Si ce dernier, par exemple, peut osciller de 400 kHz (minimum) à 750 kHz (maximum), la plage de poursuite se situe donc de 400/13 = 30,8 à 750/13 = 57,7 kHz.

Mais, si F_0 a une valeur située dans la plage de poursuite, en étant hors de la plage de capture (par exemple 35 kHz), l'accrochage cesse (et ne se rétablit pas) s'il y a une brève interruption du signal à fréquence F_0. Il est donc contre-indiqué d'utiliser un PLL dans la plage de poursuite et en dehors de la plage de capture.

Comment fixer les plages de capture et de poursuite ?

Fort heureusement, les VCO sont des circuits très évolués. En utilisant des valeurs de composants définis par le constructeur, on peut déterminer à l'avance la valeur maximale et la valeur minimale de la fréquence du VCO. Si le VCO doit avoir, une fois l'accrochage réalisé, la valeur nxf_0, on prendra bien entendu, la valeur minimale de fréquence du VCO un peu inférieure à nxf_0, et la valeur maximale un peu au-dessus.

Une question se pose alors : « Mais pourquoi, dans ces conditions, ne pas prendre une « fourchette » minimum-maximum minuscule, juste centrée sur nxf_0 ? »

Cela tient au fait que, même perfectionné, un VCO n'a rien de comparable à un oscillateur de précision. Quand le constructeur vous dit que, avec telles valeurs d'éléments, sa fréquence minimale est de 600 kHz et sa fréquence maximale de 700 kHz, ne vous étonnez pas si , en le réalisant ainsi, vous trouvez un minimum de 610 kHz et un maximum de 695. Les valeurs de minimum et de maximum, calculées à partir des valeurs des composants, correspondent à la réalité à mieux de 1,5 % près, ce qui n'est déjà pas si mal.

Donc, on va choisir les éléments pour que la fréquence minimale du VCO soit nettement en dessous de nxf_0, sa valeur maximale étant largement au-dessus de cette valeur. Ainsi, même avec les dérives et imprécisions normales, la gamme de fréquences possibles du VCO pourra encadrer la valeur de fréquence sur laquelle il doit se verrouiller.

Comment réaliser le phasemètre ?

Il y a un élément extrêmement important dans le PLL, élément que nous n'avons, jusqu'ici, pas examiné, le désignant simplement par le mot « phasemètre », soit un petit rectangle dans les schémas.

Nous allons voir deux réalisations de phasemètres, en précisant leurs avantages et inconvénients, ce qui nous amènera à proposer une troisième solution, celle-là tout à fait « de luxe » (comme on dit aux USA, mais on prononce « délioux ») : le « comparateur phase-fréquence » ou « CPF ».

Nous supposerons systématiquement que les signaux dont nous voulons comparer les phases sont des signaux rectangulaires, et, de préférence, symétriques (encore que, dans la solution « basculeur R-S », cette symétrie ne soit pas nécessaire).

(A suivre.)

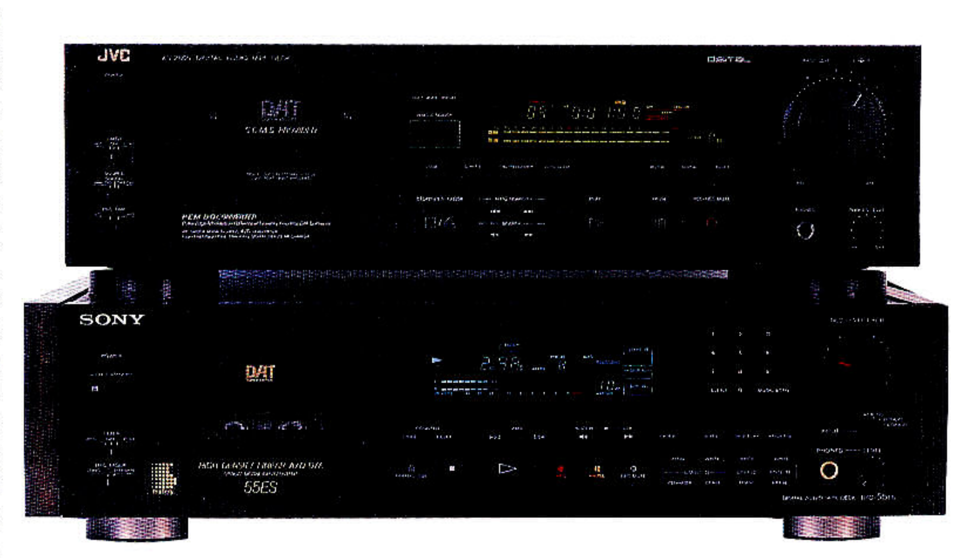
J.-P. OEHMICHEN

face à face

Les magnétophones numériques DAT

Une nouvelle génération de magnétophones vient de faire son entrée sur le marché français, il s'agit du DAT (Digital Audio Tape), que l'on attendait depuis déjà quelques années mais qui restait bloqué pour d'obscurs problèmes de duplication et de droits d'auteur. Ceux-là étant maintenant résolus, les premiers appareils viennent d'arriver.
Ce magnétophone numérique est au magnétocassette ce que le lecteur de CD est à la platine tourne-disque. Il utilise une cassette encore plus petite et permet des enregistrements de qualité équivalente à celles des disques compacts.

JVC XD-Z505 et



Sony DTC-55ES

Les fonctions

JVC habille son XD-Z505 d'un coffret noir métallisé, couleur qui met en valeur l'afficheur traditionnellement fluorescent et jaune. Sony joue sur l'anodisation et borde le coffret de deux flancs en bois (synthétique). Couleur plus classique pour l'afficheur, presque blanc, un afficheur qui peut, à la demande, s'éteindre automatiquement au moment de la lecture, histoire de réduire le bruit de fond d'origine numérique... Autre possibilité, le réglage de luminosité de l'afficheur.

Quelques points communs pour ces deux appareils, dans la disposition des commandes : un double bouton concentrique pour le réglage du niveau d'enregistrement est situé sur la droite de la façade ; au-dessous, se trouvent un potentiomètre et une prise pour jack, réservée au casque.
Sur la gauche, près de l'interrupteur général, deux commutateurs permettent de choisir la durée de la cassette, courte ou longue, et la présélection du travail sur minuterie.
JVC a ajouté ici son sélecteur d'entrée analogique numérique (coaxiale et optique), placé à droite chez Sony.

Clavier divisé pour tous les deux, avec touche unique pour l'arrêt complet et l'éjection de la cassette chez JVC, touches séparées pour Sony.

D'autres touches, plus petites, commandent les fonctions annexes ; Sony se distingue ici avec un clavier numérique en façade, présent uniquement sur la télécommande du JVC (absente de notre livraison). Dans les deux cas, les fonctions de marquage de bande sont rassemblées sur un petit clavier annexe.

Chez JVC, la cassette s'introduit dans un tiroir, comme sur un lecteur de CD, et disparaît ensuite pour toutes les opérations. Sony a eu la bonne idée de prévoir une platine mécanique inclinée, la porte est vitrée, le logement éclairé et la cassette reste visible en cours de manipulation. Vous pourrez ainsi lire son étiquette, constater que les bobines tournent (tout doucement) et, si le fond de la cassette est de couleur claire, savoir si vous êtes au début ou à la fin de la bande.

Les fonctions des touches électroniques sont inscrites sous la forme de symboles faciles à lire chez Sony, alors que JVC a choisi de les faire figurer sur des petits rectangles au texte quasiment illisible ; un point à améliorer. Deux compteurs différents :

– Chez JVC, on affiche soit un nombre abstrait, soit le temps inscrit sur la bande.

– Chez Sony, on propose quatre temps : absolu, inscrit sur la bande ; temps restant ; temps écoulé depuis le début de la plage ; et un temps quelconque, pas très précis, susceptible d'être remis au zéro.

Autre indication : le numéro réel de la plage. Le clavier numérique de Sony prend ici l'avantage et sélectionne un numéro de plage. Chez JVC, il faut utiliser la télécommande pour bénéficier de cette aide, sinon le magnétophone travaille comme son analogue à cassette : il décompte les blancs. Une gestion pas très facile, on s'en doute, que l'on

Le système « SCMS »

Le système SCMS, « Serial Copy Management System » joue un rôle déterminant dans le futur succès du DAT. En effet, ce système qui est maintenant intégré à tous les magnétophones DAT, autorise la copie d'un disque CD ou d'une cassette DAT préenregistrée du commerce, mais interdit la copie de la cassette DAT ainsi obtenue, il ne permet donc qu'une copie et une seule.

Les premiers magnétophones DAT (ceux fabriqués avant 1990) disposant d'entrées numériques ne pouvaient pas fournir directement une copie numérique d'un disque CD.

Trois fréquences d'échantillonnage ont été prévues pour le DAT : 32 kHz-44,1 kHz et 48 kHz.

– Le 32 kHz sert pour la radio et les enregistrements de longue durée (16 bits dans le premier cas, 12 bits, dans le second), mais avec une durée d'enregistrement double.

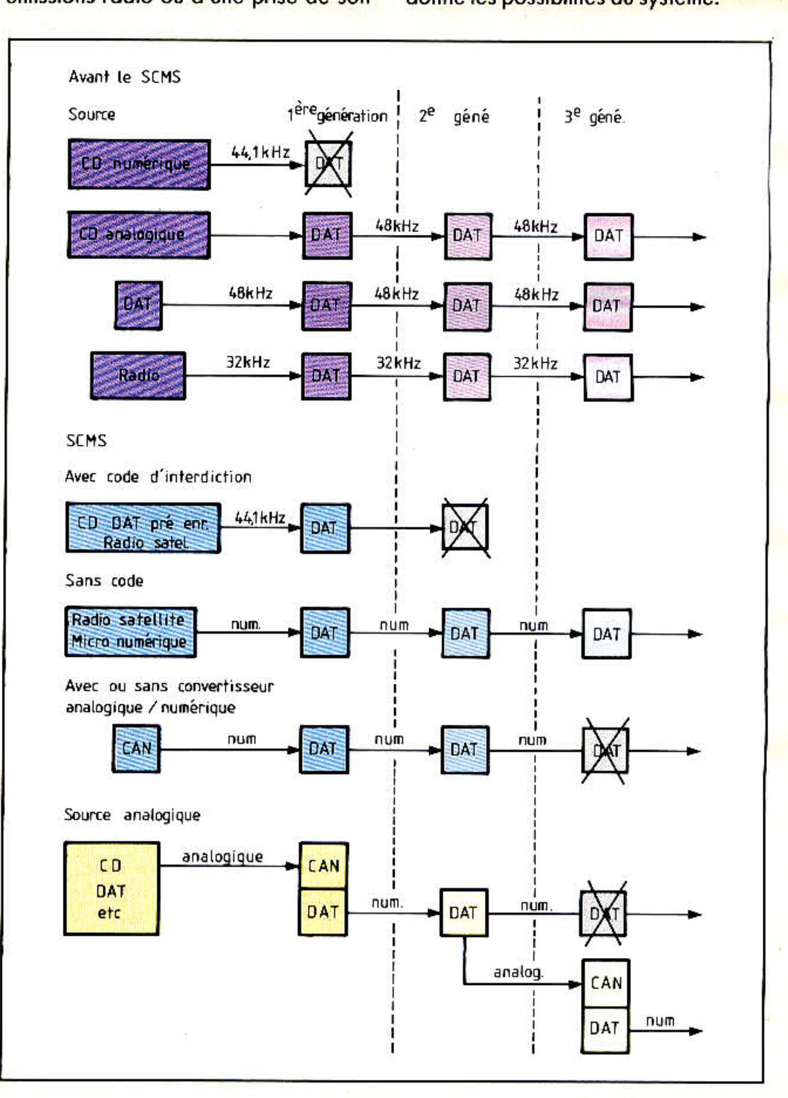
– Le 48 kHz est la fréquence standard du DAT.

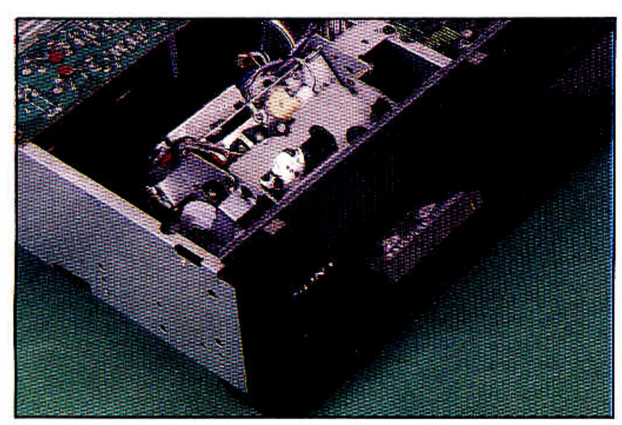
– Le 44,1 kHz, c'est la fréquence d'échantillonnage du CD.

Les premiers magnétophones DAT ne pouvaient pas enregistrer directement en numérique les disques compacts car le 44,1 kHz n'était disponible qu'en lecture.

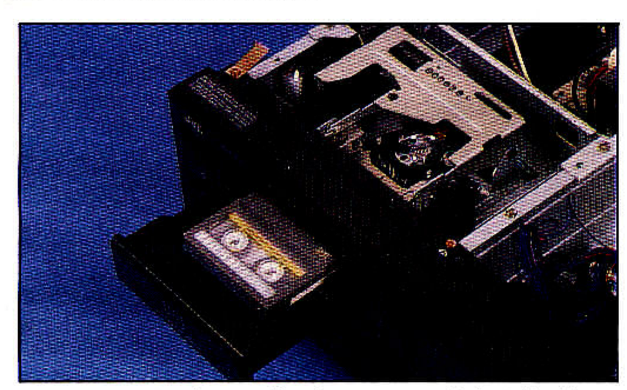
Il existe depuis peu, dans le standard DAT (44,1 kHz), une variante qui consiste à augmenter la vitesse de défilement pour inscrire des pistes plus larges. Cette évolution permet d'enregistrer une bande type « oxyde » et non « particules métalliques » à partir d'un banc de duplication par contact, seule formule qui permet d'obtenir des cassettes préenregistrées à un coût acceptable.

Sur les CD et les cassettes préenregistrées, il existe un message d'interdiction de copie numérique. Le SCMS reconnaît ce message, il autorise une copie sur laquelle figurera un nouveau message, qui à son tour interdira toute copie numérique ultérieure. Il n'y a donc pas d'autre copie possible. En revanche, en l'absence de message d'interdiction de copie, cas de futures émissions radio ou d'une prise de son personnelle par un futur microphone « numérique », toutes les copies seront permises en numérique. La figure 1 donne les possibilités du système.





Sony. Introduction frontale de la cassette, elle entre dans une mécanique oblique qui laisse voir la cassette tourner au travers de la porte vitrée. Au-dessus du tambour, un petit cylindre de mousse enlève la poussière avant installation de la bande.



JVC. Une mécanique horizontale à chargement par tiroir. Au fond, le petit tambour et son cylindre nettoyant. C'est le concept magnétoscope en miniature.

retrouve d'ailleurs chez Sony si on utilise les mêmes touches. Un microcontrôleur devrait pouvoir afficher la cible et non le nombre de plages à sauter.

Deux échelles de niveau de 60 dB de dynamique avec, sur le JVC comme sur le Sony, un indicateur numérique de marge par rapport à la saturation :

– Chez Sony, l'indicateur de marge clignote en cas de dépassement, il mémorise également la marge la plus faible.

– Chez JVC, une touche de la télécommande rappelle la valeur de crête (elle serait mieux en façade), des repères espacés de 1 dB sur le potentiomètre de niveau optimisent alors le réglage.

Pas de repères chez Sony. Bien sûr, ces indications ne servent que pour l'entrée analogique : en numérique, le dépassement ne peut exister, le potentiomètre de niveau ne sert à rien sur les entrées correspondantes.

Un plus chez Sony : un atténuateur automatique qui agit sur les entrées et sorties analogiques, à l'enregistrement comme à la lecture ; mieux même, la durée de la variation de niveau se règle de 0,2 à 15 secondes...

– JVC propose une touche de silence d'enregistrement inscrivant 4 secondes de blanc entre deux plages. Si vous disposez d'un lecteur de CD JVC et que vous utilisez le câble d'interconnexion, vous aurez accès à l'enregistrement des 4 secondes de silence, et, pour l'enregistrement synchrone, une touche spéciale de la télécommande commande le lancement du DAT puis, une seconde plus tard, celui de la lecture du CD.

Les deux appareils gèrent les index de début de plage, qu'ils enregistrent automatiquement lors des sessions de travail ; ils peuvent également les inscrire manuellement et, comme la précision de ces index n'est pas toujours très précise, il est permis, sur les deux appareils, une remise en place.

– Chez JVC, l'échelle de mesure de niveau sert d'indicateur de position : position de l'index et position de la transition du signal ayant permis la dépose automatique de l'index ; en plus, un réajustement automatique de position avance les index d'une demi-seconde.

– Chez Sony, c'est un indicateur numérique qui signale un décalage programmé manuellement de 0,3 en 0,3 seconde. Ce repositionnement des index est parfois nécessaire car leur enregistrement dépend du niveau du signal. Nous avons enregistré des CD de tests où certaines plages sont à plus de 40 dB au-dessous du niveau maximal ; résultat : pas d'index, il a donc fallu entreprendre un processus de dépose manuelle assistée par le compteur, opération suivie d'une renumérotation de toutes les plages situées après les nouveaux index. Cette situation peut se présenter sur une copie, même numérique, à haute dynamique. Pas de problème en variété. L'opération inverse, l'enlèvement d'index, a également été programmée, au cas où un pianissimo serait vraiment faible. Deux autres index au service : indication de fin d'enregistrement et de saut de plage ; on les trouve sur les deux appareils. Cet index est utile pour la reprise d'un enregistrement : le magnétophone trouvera cet index et, lors de la poursuite, continuera à enregistrer le temps absolu sur la bande.

Un autre point commun aux deux appareils : l'exploitation délicate des index. En effet, les processus opératoires, différents chez les deux constructeurs, ne sont pas évidents et demandent une bonne compréhension du principe ; plusieurs pages des modes d'emploi, à grand renfort de schémas, sont consacrées à ces opérations. Il faut dire que la gestion est complexe et combine un fonctionnement par composition directe d'un numéro et par comptage ou décomptage, avec, par exemple, les touches de plage qu'il faut actionner trois fois pour revenir de deux plages en arrière : une pression pour le début de la plage en cours, deux pour le recul...

Si les fonctions essentielles des deux appareils sont pratiquement identiques, Sony, qui vend son magnétophone un peu plus cher, vous propose d'autres fonctions. Par exemple, l'exploration des plages de la cassette : 8 secondes de lecture par plage, la programmation, mais uniquement par la télécommande, d'une série de plages, la lecture de segments (lecture A-B), là encore par la télécommande ; vous pourrez aussi vérifier les fréquences d'échantillonnage présentes sur une bande, ainsi que son occupation ; les segments de l'indicateur de niveau servent d'échelle analogique.

Les entrées et les modes DAT

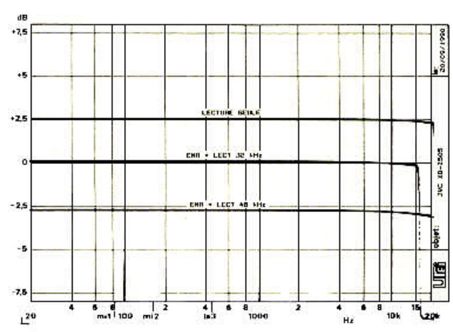
Deux types d'entrées, numérique et analogique. Elles sont identiques pour l'analogique : prises coaxiales de type RCA, légèrement dorées chez Sony. Côté numérique, le Sony est moins bien pourvu que le JVC. Sur ce dernier, le constructeur double les entrée et sortie, en optique et coaxiale, tandis que Sony économise la sortie coaxiale.

La sélection sera manuelle ; attention, votre source numérique peut disposer d'un commutateur ; si la musique n'arrive pas sur les indicateurs de modulation, vérifiez-le, nous sommes tombés dans ce panneau ! Lors d'une réception de signal numérique, la fréquence d'échantillonnage est indiquée. Les magnétophones, par ailleurs, s'adaptent automatiquement à la fréquence d'échantillonnage présente sur la cassette.

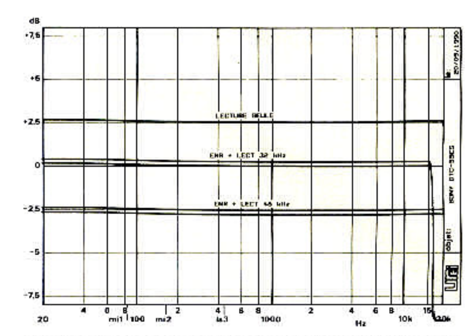
Deux modes d'enregistrement sont proposés, longue durée et standard :

– Le mode longue durée double la durée de la cassette grâce à une division par deux de la vitesse longitudinale et de la vitesse de rotation du tambour. Comme la bande ne peut alors enregistrer de fréquences trop hautes, on limite la résolution du signal par un codage sur 12 bits non linéaires et une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz, un codage qui assure une dynamique convenable. La cassette de 2 heures passe ainsi à 4 heures. En mode d'entrée numérique, seuls les signaux à 32 kHz peuvent être enregistrés, même s'ils sont à l'origine codés en 16 bits (standard radiodiffusion numérique). Lors du travail en mode longue durée, les magnétophones convertissent le signal analogique en 32 kHz/16 bits et délivrent, sur les sorties et pendant l'enregistrement, la reconversion 16 bits/analogique. On ne connaîtra la véritable qualité du 32 kHz/12 bits qu'en relisant la bande et non en utilisant la fonction « moniteur ».

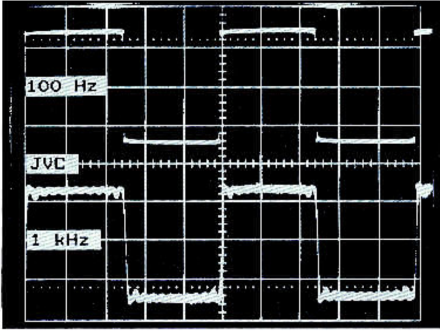
– Les deux magnétophones sont aussi capables de lire les cassettes DAT préenregistrées par contact. Ce mode, 44,1 kHz, Wide Track (piste large) qui n'était pas prévu lors du lancement du DAT, correspond à une fréquence d'échantillonnage de 16 bits linéaires, mais avec une vitesse de défilement inférieure et une largeur de piste plus importante, la vitesse de défilement étant de 12,225 mm/s au lieu de 8,15 mm/s. Cette augmentation de vitesse permet l'utilisation de bandes à faible coercitivité à oxydes métalliques, adaptées à la duplication par contact.

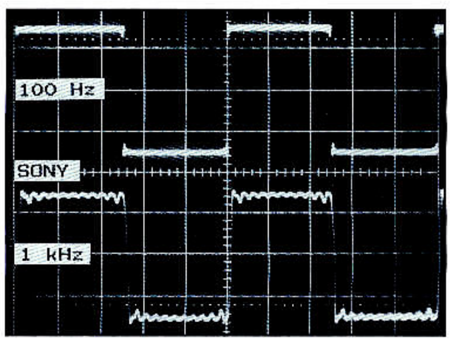


Courbe de réponse en fréquence du magnétophone DAT JVC-Z505. L'échelle verticale est dilatée. En haut, lecture d'une bande enregistrée à partir d'un CD. Au milieu, lecture, après enregistrement, d'une fréquence glissante à 32 kHz de fréquence d'échantillonnage. En bas, même procédure, mais à 48 kHz. Nous notons une très légère chute de niveau aux fréquences les plus hautes.

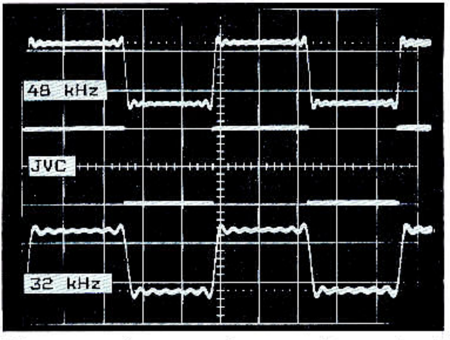


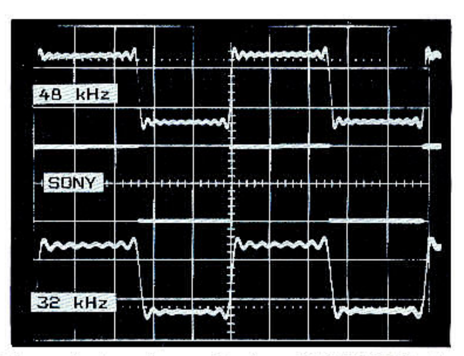
Courbe de réponse en fréquence du magnétophone DAT Sony DTC-55ES. L'échelle verticale est dilatée. En haut, lecture d'une bande enregistrée à partir d'un CD. Au milieu, lecture après enregistrement d'une fréquence glissante à 32 kHz de fréquence d'échantillonnage. En bas, même procédure, mais à 48 kHz. Remontée infime aux fréquences les plus basses.





Réponse aux signaux carrés en lecture d'une bande enregistrée à partir d'un CD sur le magnétophone DAT JVC-Z505. En haut, 100 Hz, en bas, 1 kHz. L'échelle horizontale est de 2 ms/division pour la courbe du haut, 0,2 ms pour celle du bas. Réponse identique à celle de Sony.





Réponse aux signaux carrés en enregistrement sur l'entrée analogique du magnétophone DAT JVC-Z505. Au centre, le signal d'entrée, en haut 48 kHz, en bas 32 kHz. Signal à 1 kHz, 200 µs par division.

Les technologies

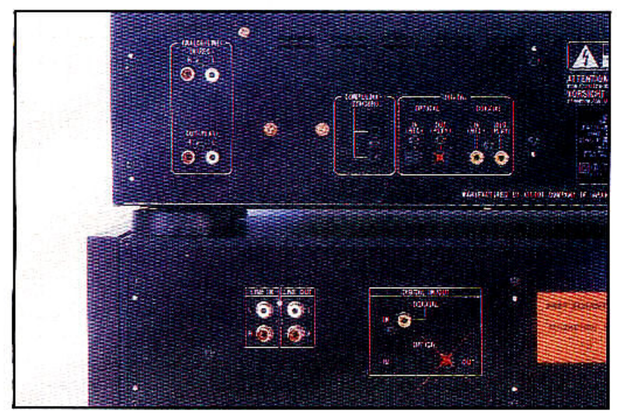
Deux platines mécaniques différentes chez les deux constructeurs. JVC utilise une platine moulée sous pression tandis que Sony se contente d'une épaisse plaque d'alliage, le système de suivi de piste faisant le reste.

Côté moteurs, l'entraînement direct est en service chez tout le monde. Sony a eu la bonne idée d'incliner sa platine mécanique vers le haut, pour conserver la visibilité de la cassette sans être obligé de faire appel à des guides bandes supplémentaires. Les circuits électroniques associés sont reportés sur un circuit imprimé commun alors que JVC, qui installe sa mécanique horizontalement, trouve de la place pour les loger au-dessous.

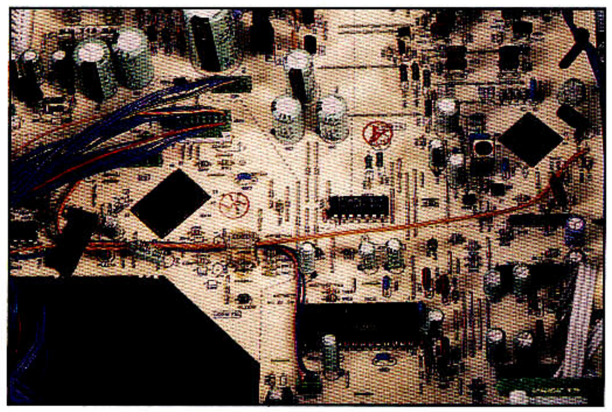
Tous deux utilisent un tambour de 30 mm de diamètre et un balai de dépoussiérage qui se dégage une fois la bande en place.

Les deux constructeurs utilisent le convertisseur analogique/numérique 3265, mais sous deux marques différentes. Les convertisseurs N/A sont du type 1 bit et signés respectivement JVC et Sony. Cette similitude explique celle que l'on rencontrera au niveau des performances.

Les deux magnétophones utilisent une conception identique avec circuit imprimé « grand public ». Simple face pour JVC avec cavaliers. Double face, plan de masse, chez Sony avec, là aussi, des cavaliers.



Les panneaux de raccordement des deux appareils, sortie numérique optique pour les deux appareils, coaxiale pour le JVC. Sur la gauche, on trouvera les prises analogiques pour l'entrée et la sortie.



JVC. Plongée sur l'électronique. Le gros circuit intégré, c'est le convertisseur analogique/numérique 1 bit, le petit de droite, signé JVC, est un convertisseur numérique/analogique 1 bit. L'autre est signé Texas Instrument, sans doute un circuit sur mesure, dont le rôle n'est pas précisé... Pas de circuit imprimé à haute densité, verre époxy, trous métallisés ici.

Une fabrication de grande série dans les deux cas, menée avec le plus grand sérieux.

Les mesures

La première série de mesures concerne les temps d'accès, nous les avons mesurés dans les mêmes conditions que les CD, nous avons enregistré le même disque. Le temps de bobinage est plus de 100 fois plus court que celui de lecture ; dans un magnétophone à cassette, il est en général 50 fois plus court. Ici, si la vitesse est importante en milieu de cassette, on observe un démarrage et une arrivée en douceur. En mode longue durée, il sera 200 fois plus court ! Si le temps de lecture, à partir du chargement de la cassette, est comparable à celui d'un CD, les temps de passage d'une plage à la suivante sont importants. La recherche s'effectue en effet en deux phases : une avance rapide avec dépassement de l'index, puis un retour en arrière pour la détection du début de plage. Pour passer de 1 à 12, on ajoute le défilement d'une grande section de la cassette : le disque dure 56 minutes.

Le niveau de sortie est standard : aux environs de 2 V, les deux canaux C et D donnent le même signal, au millivolt près. Le premier taux de distorsion harmonique est mesuré en lisant une copie numérique de CD ; rien à dire, difficile de faire mieux. Les deux distorsions suivantes sont relevées avec enregistrement analogique du CD ; excellent résultat à 48 kHz, très bon à 32 kHz, avec très peu de différence entre les deux magnétophones.

Même qualité aussi pour le rapport signal/bruit dans les trois conditions de mesure, le préampli et le convertisseur A/N ajoute un peu de bruit. Les autres performances sont comparables, le décalage observé sur le JVC est insignifiant : il correspond à un parcours de moins d'un dixième de millimètre à la vitesse du son ! Pas de problème côté courbes de réponse en fréquence, excellent comportement aux signaux carrés, et, de surcroît, identique pour les deux machines.

	JVC	SONY
Temps de bobinage DT-60	34 "	26 "
Temps de lecture	7,5"	5,6"
Temps de passage 1 > 2	8,1"	11 "
Temps de passage 1 > 12	32 "	39 "
Tension de sortie	+ 8,7 dBu	+ 8,2 dBu
Dist. harm. 1 kHz, lect.	0,0012/0,0015 %	0,0010/0,0010 %
Dist. harm. 1 kHz, E + L 48 kHz	0,0023/0,0023 %	0,0022/0,0022%
Dist. harm. 1 kHz, E + L 32 kHz	0,048/0,046 %	0,054/0,056 %
Rapport S/B lecture	99/99 dB	102/102 dB
Rapport S/B pot. à 0	92 dB NP/94 P	95 dB NP/97 P
Rapport S/B ligne	91 dB NP/93 P	94 dB NP/96 P
Impédance de sortie	200 Ω	430 Ω
Impédance d'entrée	49 kΩ	46 kΩ
Sensibilité ligne (0 dB)	– 4 dBu	0 dBu
Temps de montée	16,4 µs	15,2 µs
Décalage G/D	250 ns	0
Dimensions (mm)	435 × 135 × 336	470 × 115 × 330
Prix	5 990 F	6 490 F

Conclusions

La similitude de conception des deux appareils : convertisseur 1 bit, même convertisseur analogique/numérique, conduit à des performances extrêmement proches, qui ne permettent pas de distinguer les deux appareils, à moins d'être sensible à une différence de quelques décibels dans un rapport S/B dépassant les 90 dB. En revanche, c'est sur les possibilités que cette distinction se fera, avec une sortie optique numérique en plus sur le JVC (elle limite les risques de boucle de masse) et des fonctions supplémentaires sur le Sony, lequel présente un avantage visuel à notre avis important, celui de montrer la cassette et son contenu. Vous apprécierez aussi son clavier numérique local qui ne vous obligera pas à utiliser la télécommande comme JVC le propose. La différence de 500 F entre le prix des deux appareils se justifie parfaitement. Un choix vraiment difficile, et que l'on devra faire en manipulant l'un et l'autre.

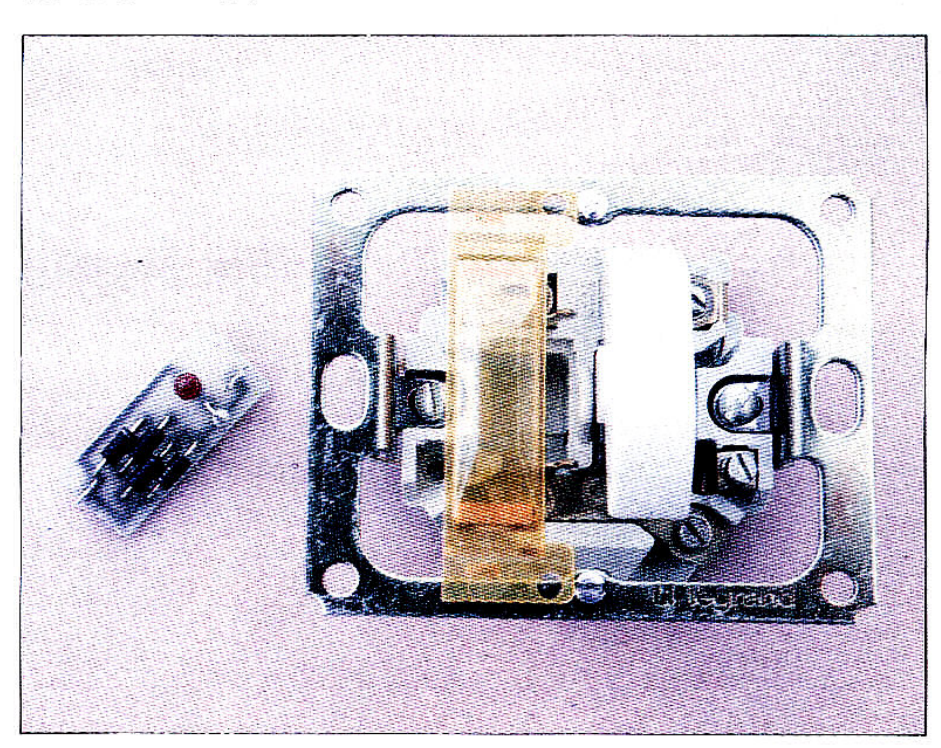
E.L.





réf. 12902

Témoin secteur sans fil



A quoi ça sert ?

Le titre de ce montage flash peut vous sembler curieux, tout autant que le schéma d'ailleurs, vu son extrême dénuement. Et pourtant, ce montage peut rendre de grands services à de nombreux bricoleurs mais aussi à des monteurs électriciens du bâtiment et à tous ceux qui font de la rénovation d'installations électriques domestiques.

De quoi s'agit-il exactement ? Deux petites figures fort simples vont vous l'expliquer. Supposons que vous souhaitiez munir un interrupteur d'éclairage de votre domicile d'un témoin, pour éviter, par exemple, d'oublier la lumière allumée (cave, escalier, grenier, éclairage extérieur, les exemples ne manquent pas).

La seule et unique solution traditionnelle en électricité du bâtiment est celle schématisée en (a) sur la figure 4. Elle nécessite impérativement l'ajout d'un fil au niveau de l'interrupteur. Si la construction est neuve et que cela soit prévu d'origine, ce n'est pas un problème (si ce n'est le prix du fil !). En construction ancienne, en rénovation ou tout simplement parce qu'on ne l'a pas prévu d'origine, c'est une autre affaire. En effet, s'il reste parfois la solution de tirer un fil supplémentaire dans une gaine existante, c'est bien souvent une solution hasardeuse, surtout si la gaine en question comporte un ou plusieurs coudes.

Notre montage apporte une solution très élégante à ces problèmes, car, comme le montre la figure (b), il ne nécessite aucun fil supplémentaire et pourtant il fonctionne. Nous sommes d'ailleurs surpris de ne pas le voir encore commercialisé dans les magasins du bricolage, car il rend vraiment de fiers services. Mais qui sait ? Après la publication de cet article...

Le schéma

Le principe est très simple et consiste à produire une chute de tension grâce au courant de l'appareil alimenté ; cette chute de tension n'ayant évidemment lieu que lorsque ce dernier fonctionne. Afin que cette chute de tension soit aussi faible que possible pour ne pas perturber l'appareil alimenté mais soit aussi constante que possible quel que soit le courant consommé, nous avons utilisé trois diodes montées en série. A leurs bornes, on dispose ainsi d'environ 2 V pour un courant consommé variant de 10 mA à 1 A. Comme nous travaillons ici en alternatif et que nous voulons récupérer une tension continue, la diode D_4 montée tête-bêche rend le montage inopérant pour une demi-alternance.

Aux bornes de nos trois diodes, nous avons tout simplement monté une LED rouge (ce sont celles qui se satisfont de la plus faible tension) avec une résistance série de limitation de courant.

Témoin secteur sans fil

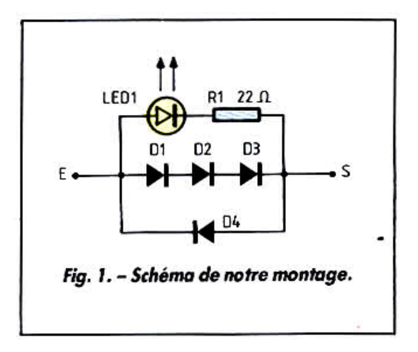


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

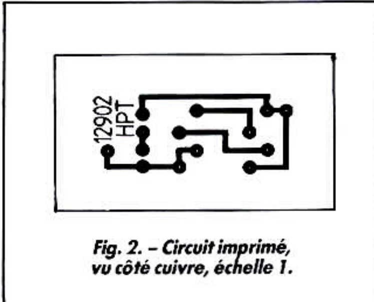


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

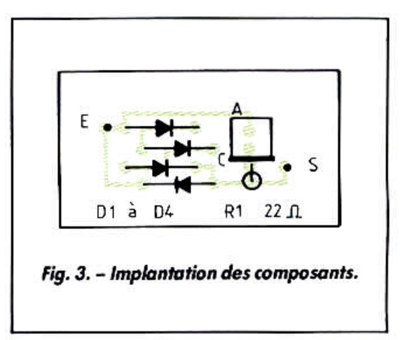


Fig. 3. – Implantation des composants.

L'utilisation d'une LED rouge de 3 mm de bonne qualité (version haute luminosité si possible) permet, malgré le courant relativement faible disponible, d'obtenir un voyant bien visible.

La réalisation

Un circuit imprimé minuscule, afin de pouvoir se loger facilement dans un interrupteur mural normalisé, supporte tous les composants, LED comprise.

On veillera, lors de son câblage, à la bonne orientation de toutes les diodes et de la LED.

Son intégration dans un boîtier d'interrupteur mural est très facile. Sa fixation se fait simplement par les fils rigides de câblage.

Le fonctionnement est assuré dès lors que l'équipement alimenté ne consomme pas plus de 1 A, ce qui est le courant maximal admis par les diodes. Une réalisation identique est possible pour des courants jusqu'à 3 A, en utilisant des diodes de la série 1N5400. Au-delà, le montage est toujours possible, mais l'encombrement des diodes à fort courant devient vite prohibitif.



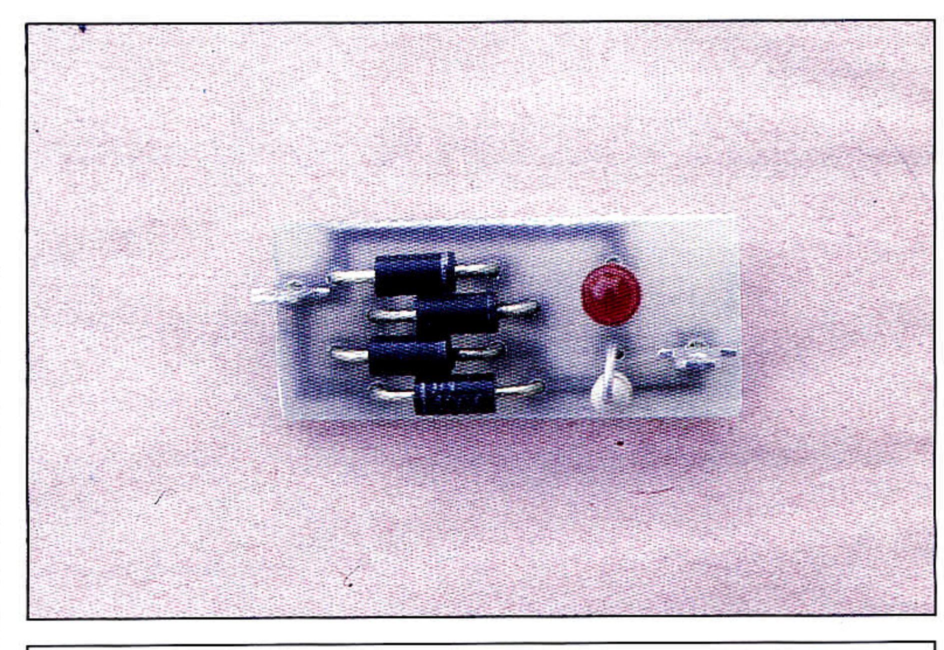
Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N4006 ou 1N4007
LED_1 : LED rouge de 3 mm

Résistance 1/4 W

R_1 : 22 Ω



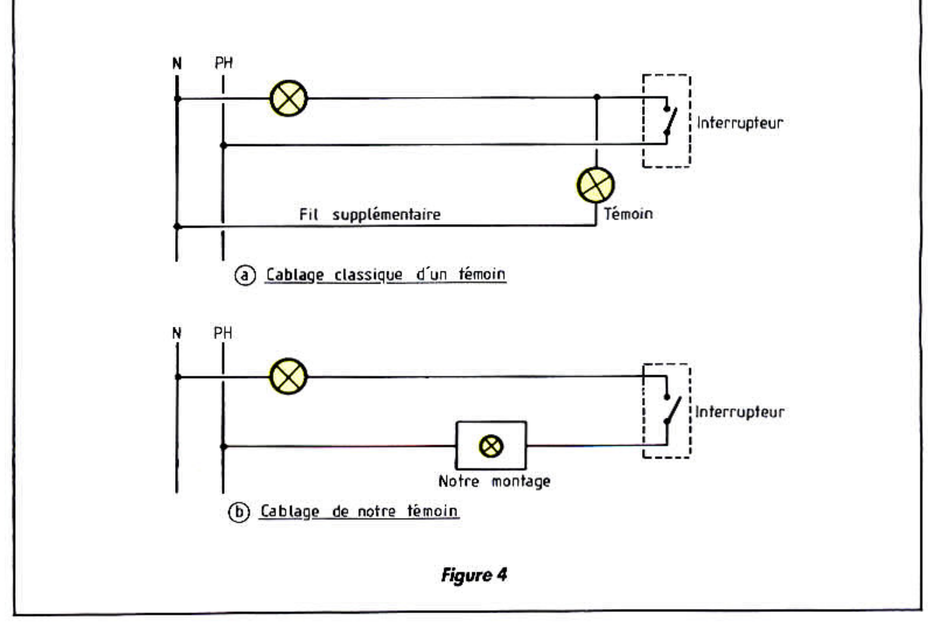


Figure 4

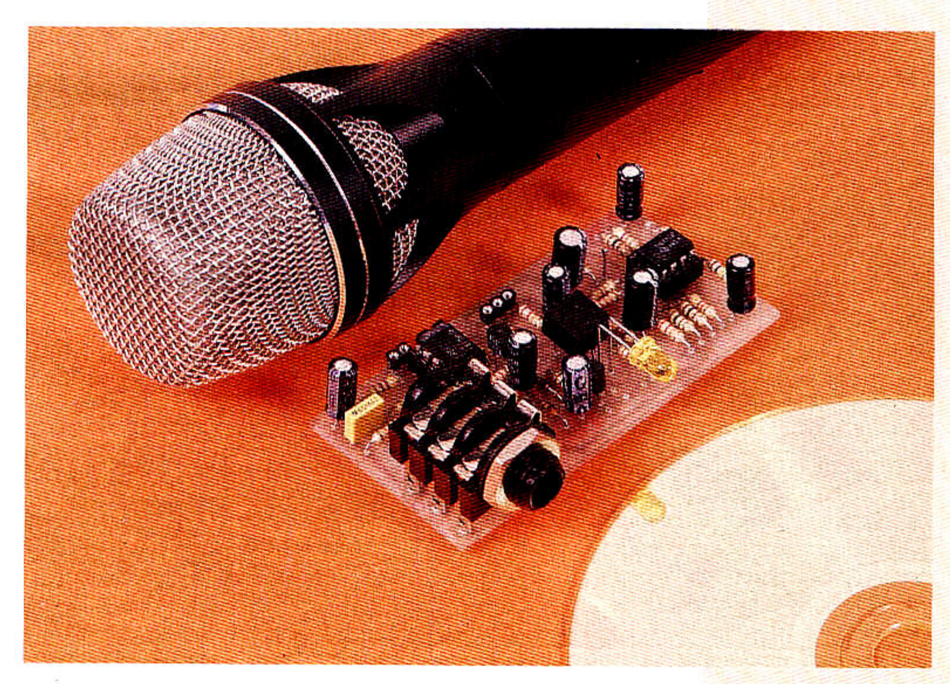
« Talk over » pour console disco ou chaîne HiFi

A quoi ça sert ?

Ce circuit, que vous avez sans doute déjà rencontré, permet d'ajouter de la parole à une musique de fond. En présence de parole, le niveau de la musique baisse ; de ce fait, la compréhension est bien sûr améliorée...

Le schéma

Nous avons, dans ce circuit, intégré le préamplificateur micro. Il est asymétrique, la liaison étant courte. Le signal est amplifié par CI_1, le gain ajusté par le potentiomètre P_1. Ce potentiomètre sera de préférence log inverse ou un log rectiligne (on peut le mettre à l'envers). Un contact du jack coupe le signal de sortie micro après R_4. Le signal du micro est détecté par D_2 et D_1, il commande T_2. La diode D_3 signale l'intervention, la variation de niveau est confiée à un photocoupleur dont la valeur ohmique diminue lors de l'allumage de la diode interne. Le signal musical arrive sur les résistances R_8 et R_9, il est alors mélangé au signal micro qui arrive par C_{10}, R_{10} et R_{12}. L'alimentation se fait en ± 12 V. Une tension auxiliaire est utilisée pour le photocoupleur (voir alim. triple, *HP* n° 1782). L'atténuateur peut éventuellement être mis hors service par un interrupteur.



Réalisation

Un composant très pratique est utilisé ici : c'est un photocoupleur. Il est équipé d'une diode rouge et de deux photorésistances de caractéristiques identiques. Si vous ne trouvez pas ce composant, vous pourrez le réaliser en enfermant dans une boîte opaque deux photorésistances éclairées par une diode, à haut rendement de préférence. Le circuit ne présente pas de difficulté particulière. On utilisera des supports pour les circuits intégrés. Sur notre maquette, nous avons installé des contacts type « tulipe » pour le potentiomètre de gain et pour l'entrée du signal musical. Le signal de sortie est disponible sous impédance pratiquement nulle. Attention, certaines prises pour jack quart de pouce ont des contacts inversés. Vus de l'avant, circuit en bas, les contacts doivent être à droite. Le circuit peut être intégré à une installation complète, un mélangeur discothèque par exemple ou encore être associé à une chaîne HiFi, par exemple, pour la post-sonorisation d'une bande vidéo ou d'un film.

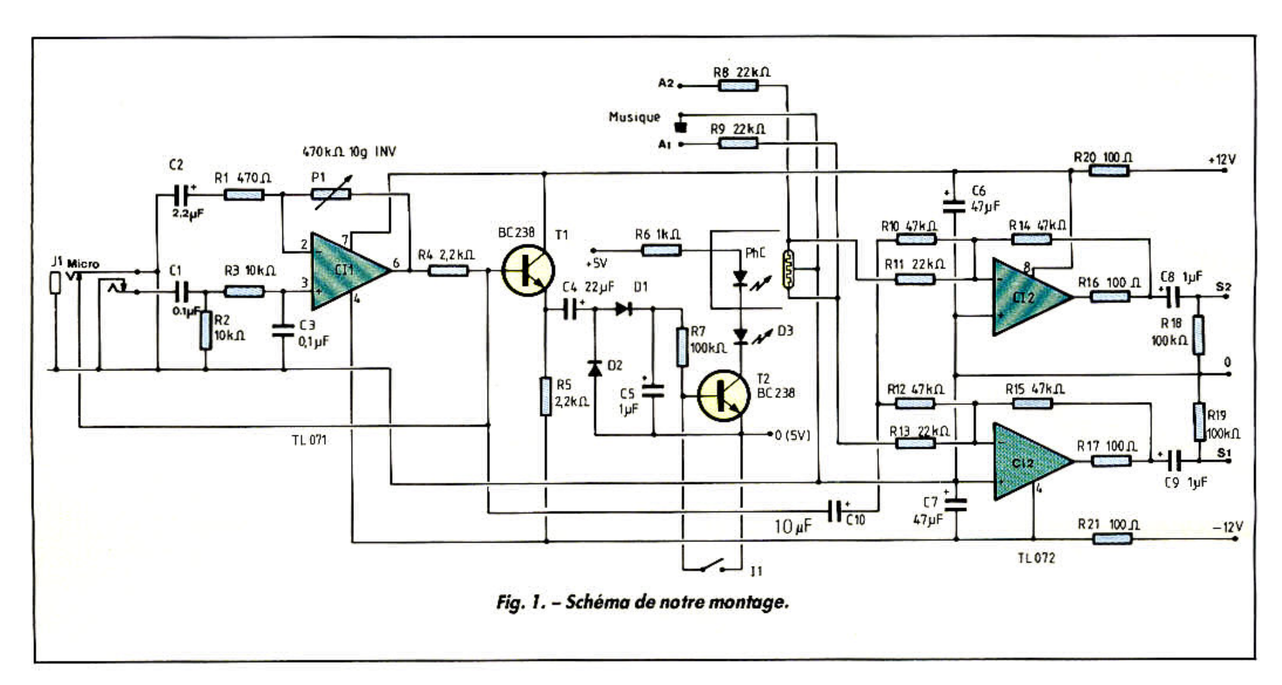


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

■ Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W / 5 %

R_1 : 470 Ω
R_2, R_3 : 10 kΩ
R_4, R_5 : 2,2 kΩ
R_6 : 1 kΩ
R_7, R_{18}, R_{19} : 100 kΩ
R_8, R_9, R_{11}, R_{13} : 22 kΩ
R_{10}, R_{12}, R_{14}, R_{15} : 47 kΩ
R_{16}, R_{17}, R_{20}, R_{21} : 100 Ω

Condensateurs

C_1, C_3 : 100 nF MKT 5 mm
C_2 : 2,2 µF chimique radial 10 V
C_4 : 22 µF chimique radial 10 V
C_6, C_7 : 47 µF chimique radial 16 V
C_5, C_8, C_9 : 1 µF chimique radial 10 V
C_{10} : 10 µF chimique radial 10 V

Semi-conducteurs

CI_1 : circuit intégré TL071
CI_2 : circuit intégré TL072
T_1, T_2 : transistor NPN BC 238
D_1, D_2 : diode germanium AA 119, OA 95
D_3 : diode électroluminescente

Divers

J_1 : prise jack femelle 1/4"
PHC : photocoupleur Facon SC 100 L2 E 1 Z D ou 1 diode électroluminescente et une photo-résistance double (ou 2 photorésistances)

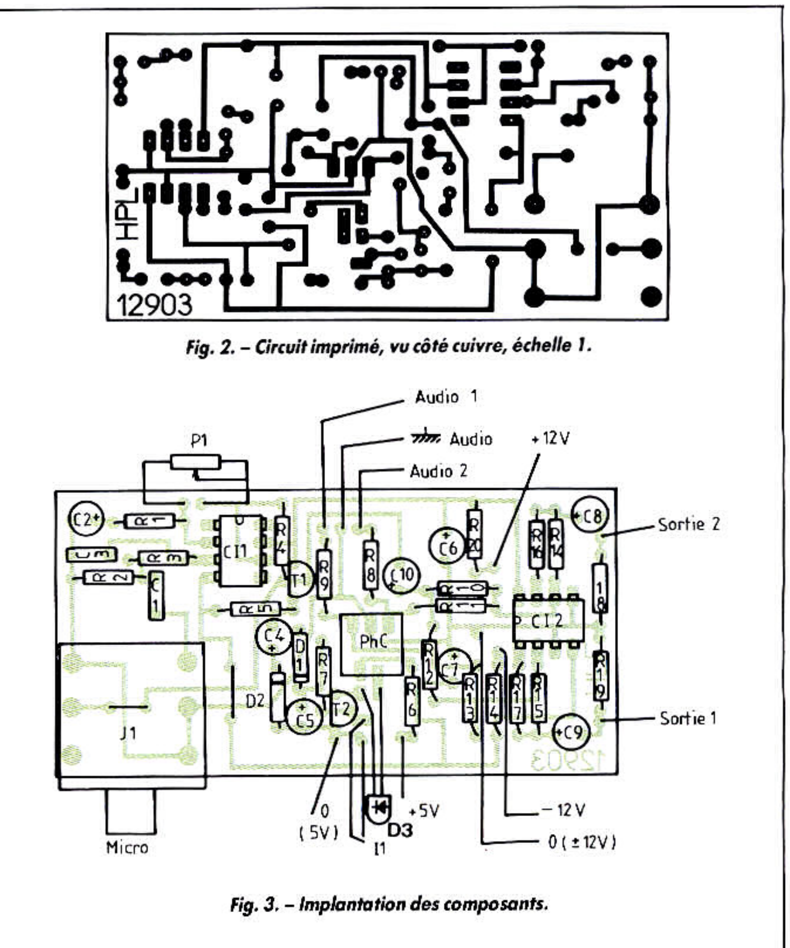


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

Fig. 3. – Implantation des composants.

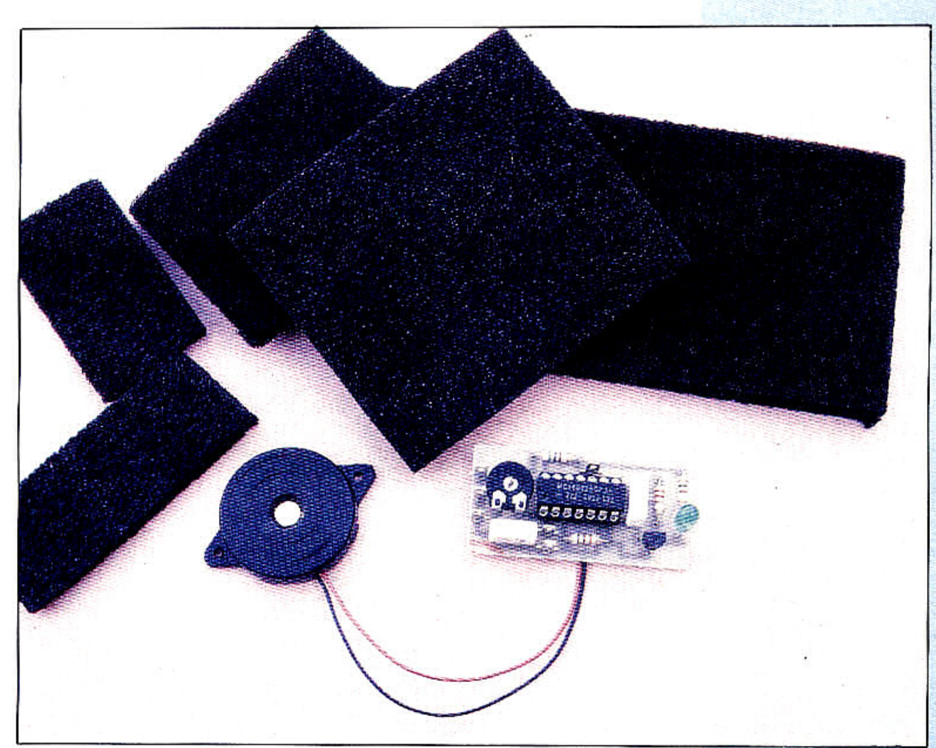
Détecteur de pression

A quoi ça sert ?

Le mot pression pouvant avoir diverses significations, précisons tout de suite que nous ne vous proposons pas de réaliser ici un baromètre. Notre montage du jour permet de détecter l'augmentation d'une pression telle celle exercée, par exemple, sur un tapis par un voleur qui s'introduit chez vous. Il peut aussi servir dans divers jeux d'adresse très prisés lors des kermesses ou fêtes scolaires.

Pour mieux comprendre de quoi il s'agit, sachez que c'est un montage qui allume une LED, déclenche un buzzer et fournit une information logique pour tout autre montage (une centrale d'alarme par exemple) lorsque la pression exercée sur son capteur augmente.

Toute la difficulté de l'opération ne réside pas dans le schéma, qui reste fort simple, mais dans le capteur. Celui que nous avons utilisé aujourd'hui est gratuit mais s'avère, néanmoins, très efficace.



Le schéma

Ce « capteur gratuit » n'est autre que de la mousse conductrice dans laquelle devraient vous être fournis tous les circuits intégrés sensibles à l'électricité statique (nous avons écrit « devraient » car certains revendeurs s'obstinent à les fournir piqués dans du polystyrène, ce qui est le pire des matériaux au plan électrostatique !).

Cette mousse est en fait de la mousse ordinaire souple, rendue conductrice par un chargement en particules de carbone, ce qui lui donne sa couleur noire.

Pour détecter des variations de pression, il suffit donc de choisir une telle plaque de mousse de taille et de forme adéquates ; et de mettre un fil de chaque côté. Toute diminution de résistance entre les deux fils indiquera un écrasement, plus ou moins important, de la mousse.

Dès lors notre schéma est fort simple à comprendre. Le capteur constitue la partie basse d'un diviseur de tension à résistance placé à l'entrée d'une porte NAND à trigger de Schmitt. Tant que la mousse n'est pas écrasée, la tension à l'entrée de cette porte est élevée, et sa sortie est donc au niveau bas, bloquant la porte et le transistor qui suivent.

Si on écrase la mousse, sa résistance baisse, la tension aussi, et la sortie de la porte passe alors au niveau haut. Cela sature T_1 qui allume une LED et délivre un niveau bas pour une centrale d'alarme éventuelle. En outre, cela ouvre la porte connectée au buzzer, qui laisse alors passer le signal basse fréquence généré par la troisième porte montée, elle, en oscillateur.

Lorsque la pression se relâ-

che, et sous réserve que la mousse soit suffisamment souple, le montage revient dans son état initial.

La réalisation

Aucune difficulté d'approvisionnement de composants ou de réalisation n'est à prévoir avec un montage aussi simple, qui fonctionne dès la dernière soudure effectuée.

Seul le choix de la mousse en fonction de vos applications requiert un peu d'attention. Plusieurs qualités sont en effet présentes sur le marché : des mousses dures, difficilement compressibles, qui sont alors utilisables pour des pressions relativement fortes (tapis anti-cambrioleur par exemple) et des mousses très aérées, fort souples, à réserver pour des pressions beaucoup plus faibles.

Cette mousse se vend en plaques de grande taille mais, pour cette application, soit vous possédez déjà ce qu'il faut dans vos tiroirs, soit votre revendeur se fera un plaisir de vous dépanner. Le prix de revient au centimètre carré d'un tel produit est en effet dérisoire.

Les contacts sur les deux faces seront réalisés avec de simples fils enfoncés en force pour la mousse rigide. Pour la mousse souple, des contacts style lames de pile 4,5 V iront très bien.

Le potentiomètre P_1 sert bien évidemment à ajuster la sensibilité du montage en fonction de la mousse utilisée et de la pression qui doit déclencher le montage.

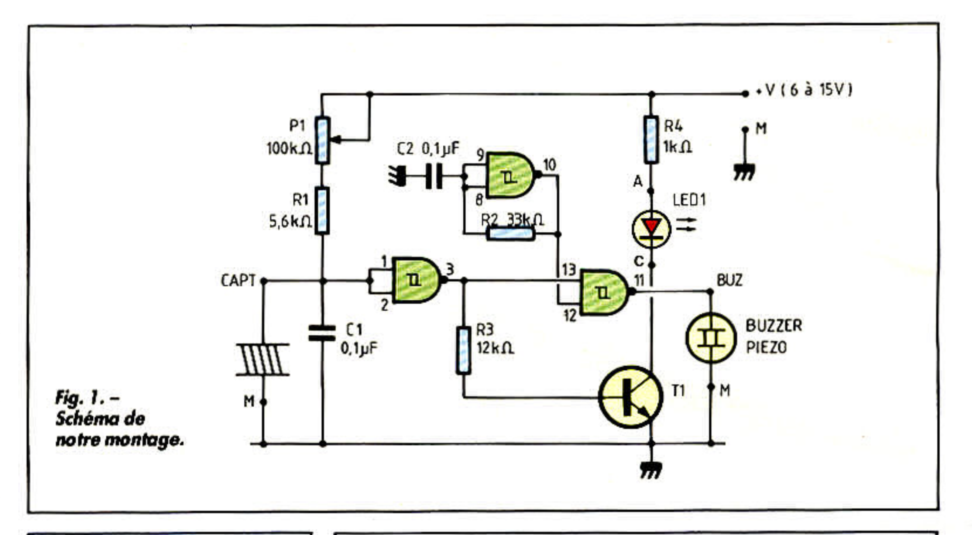


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

IC_1 : 4093 CMOS
T_1 : BC 547, 548, 549
LED_1 : LED de n'importe quel type

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 5,6 kΩ
R_2 : 33 kΩ
R_3 : 12 kΩ
R_4 : 1 kΩ

Condensateurs

C_1, C_2 : 0,1 µF mylar

Divers

BZ : buzzer piézo
Capteurs : mousse conductrice (voir texte)
P_1 : potentiomètre ajustable pour CI, modèle couché, 100 kΩ

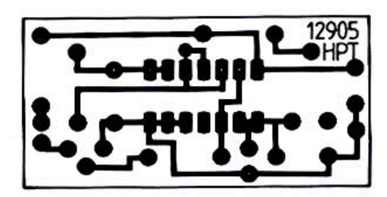


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

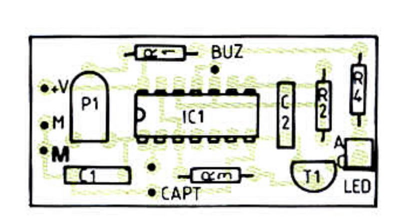
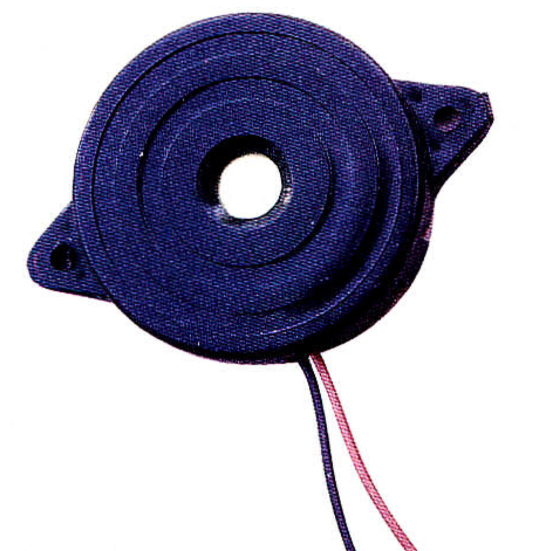
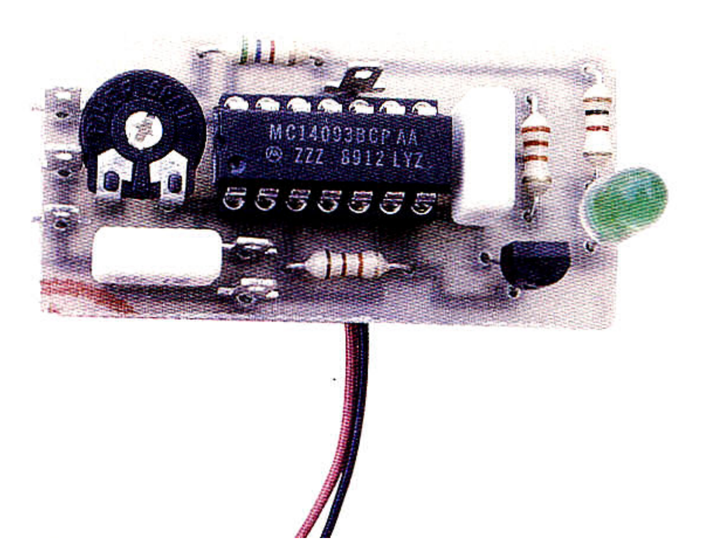


Fig. 3. – Implantation des composants.





flash

Réalisation

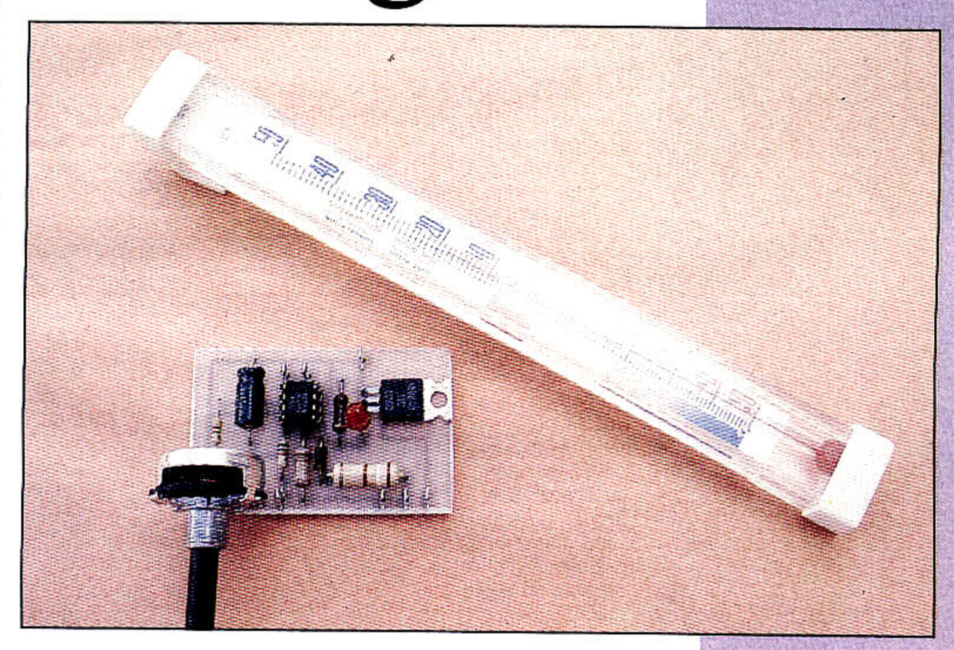


réf. **12906**

Un thermostat intelligent

A quoi ça sert ?

Encore un thermostat ! nous direz-vous, si vous suivez cette série de montages flash depuis déjà longtemps. Oui, mais quel thermostat ! Lisez plutôt.
Notre montage est un thermostat pour appareil de chauffage. Il s'alimente directement sur le secteur ; il peut commander des charges allant jusqu'à 2 kW sans problème ; il fonctionne selon la méthode de la bande proportionnelle, qui permet une précision de régulation du dixième de degré ; il dispose d'une hystérésis ajustable et d'une position « nuit » permettant une réduction automatique de la température de consigne.
Et tout cela n'est ni cher ni complexe grâce à l'emploi d'un tout nouveau circuit intégré de Motorola : l'UAA 2016, conçu et fabriqué dans l'usine de circuits intégrés linéaires de Toulouse.



Le schéma

Si vous n'êtes pas familier des thermostats dits à bande proportionnelle, rappelons que, contrairement aux thermostats classiques qui fonctionnent en tout ou rien, c'est-à-dire alimentent la résistance chauffante à pleine puissance puis, dès le dépassement du seuil de consigne, coupent définitivement le courant pour recommencer ensuite ce cycle lorsque la température baisse ; un tel montage fonctionne de la façon suivante. Tant que la température est inférieure au seuil de consigne, notre montage active en permanence un triac qui commande la résistance chauffante du radiateur. Lorsque l'on est au voisinage du seuil, en revanche, le montage module la commande du triac, de façon à le rendre conducteur seulement pendant quelques alternances du secteur. De ce fait, la puissance appliquée à la résistance chauffante diminue sans toutefois être annulée. On arrive alors à une régulation de température au dixième de degré près sans déperdition énergétique.
Afin de ne pas générer de parasite, notre montage ne procède pas comme la majorité des gradateurs de lumière classiques qui « tronquent » plus ou moins chaque alternance secteur. Il bloque plus ou moins le passage de certaines alternances complètes.
Toutes ces fonctions sont relativement complexes à mettre en œuvre avec des composants discrets, mais pas avec l'UAA 2016 comme vous pouvez le constater sur le schéma.
Le capteur de température est une CTN classique et le seuil de consigne est fixé par le potentiomètre P_1.
Une LED, placée en série avec la gâchette du triac, signale le fonctionnement du thermostat.
En fonctionnement normal, le point B est en l'air. Pour réduire de X °C la température choisie par P_1, il suffit de relier B à S (fonction « nuit » ou « absence des occupants » par exemple). La valeur de RB fixe le pourcentage de réduction qui va de 1 °C à 4 °C pour une résistance RB de 100 kΩ à 10 kΩ.

La résistance RH fixe, quant à elle, l'hystérésis du thermostat. Sa valeur peut aller de 47 kΩ à un circuit ouvert selon le besoin.

La réalisation

La réalisation est très facile grâce à notre petit circuit imprimé, qui supporte l'intégralité des composants, radiateur du triac compris. Le fonctionnement est immédiat si les éléments sont bien choisis, comme expliqué ci-après.
Le triac est à choisir en fonction de la charge commandée en prévoyant un courant maximal 1,2 fois supérieur à celui nécessaire. Ce doit être un modèle sensible dont le courant maximal de gâchette ne doit pas être supérieur à 100 mA.
Si le montage ne commande pas la charge de façon correcte, c'est que le courant de gâchette qu'il délivre au triac est insuffisant ; pour remédier à cela, et dans l'ordre :
– augmentez C_1 jusqu'à 100 µF ;
– si cela ne suffit pas, diminuez R_2 jusqu'à 27 kΩ 2 W (mais pas en dessous).
Si des problèmes devaient subsister malgré cela, c'est que votre triac serait trop peu sensible et devrait être remplacé.

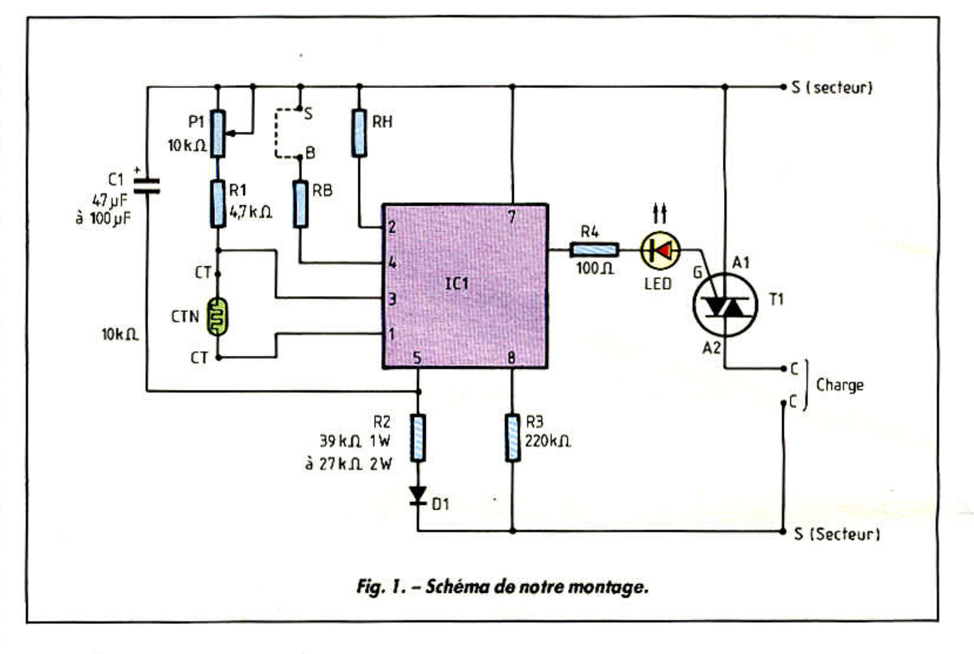


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

IC_1 : UAA 2016 (Motorola)
T_1 : triac 400 V, X ampères (voir texte)
LED : LED de n'importe quel type
D_1 : 1N4004 à 1N4007
CTN : CTN de 10 kΩ à 20 ou 25 °C

Résistances 1/4 W 5 %

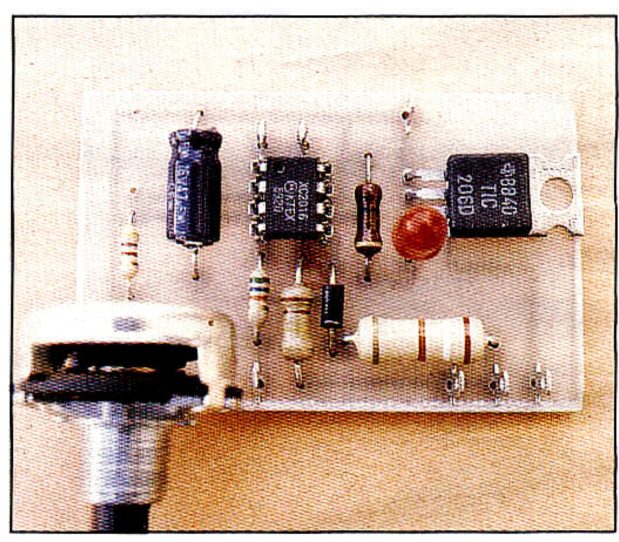
R_1 : 4,7 kΩ
R_2 : 39 kΩ 1 W à 27 kΩ 2 W (voir texte)
R_3 : 220 kΩ 1/2 W
R_4 : 100 Ω
RH et RB : voir texte

Condensateur

C_1 : 47 à 100 µF 15 V (voir texte)

Divers

P_1 : potentiomètre linéaire de 10 kΩ, axe en plastique
Radiateur de quelques cm² pour le triac
Support 8 pattes pour IC_1 (facultatif)



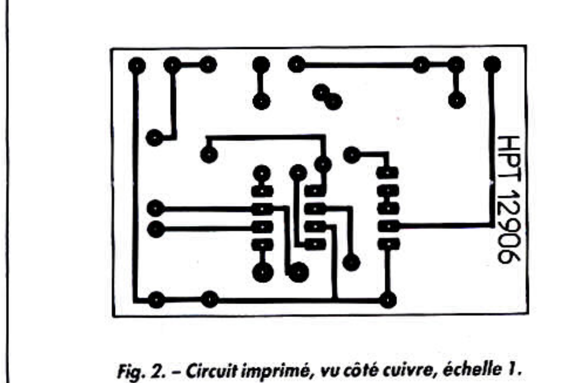


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

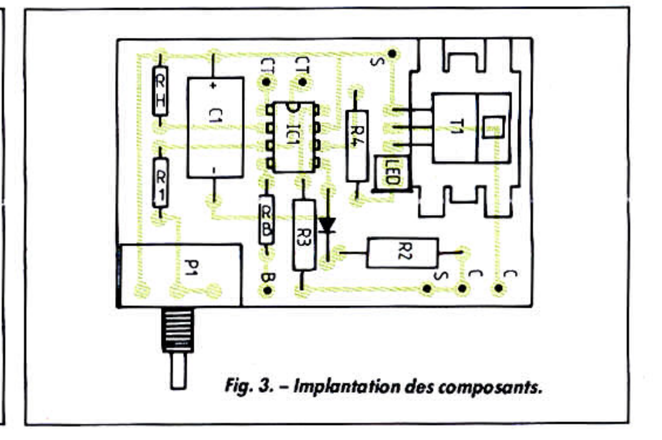
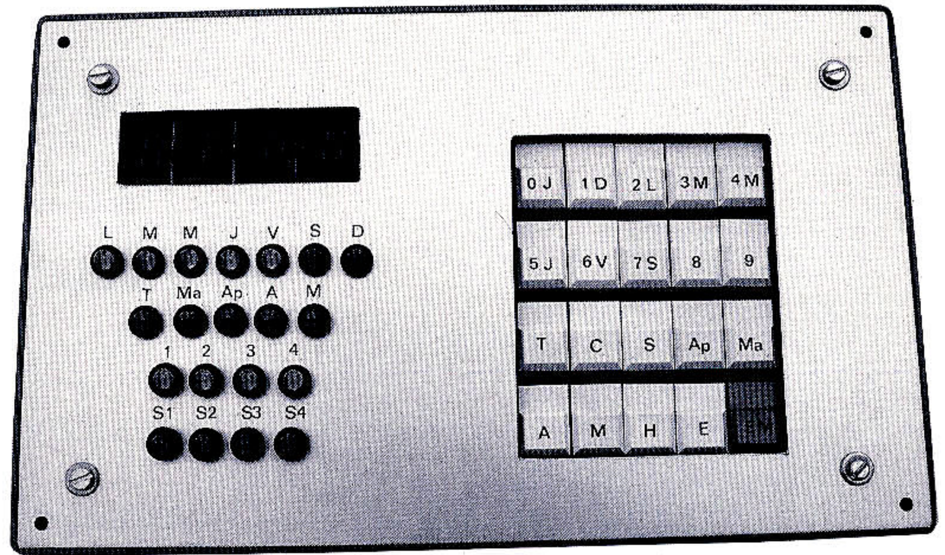


Fig. 3. – Implantation des composants.

Réalisez un programmateur domestique universel

Une fois n'est pas coutume, c'est un montage utilisant un circuit intégré vieux de près de dix ans que nous vous proposons aujourd'hui. Et pour cause : ce circuit est toujours disponible et n'est pas encore dépassé car il est le seul à permettre de réaliser ce que nous avons appelé « programmateur domestique universel » bien que cela ne reflète qu'une partie des possibilités de cette réalisation.
Ce circuit intégré n'est autre qu'un microcontrôleur préprogrammé ou, si vous préférez, un microprocesseur mono-chip. Pour vous, utilisateur, c'est un circuit intégré comme un autre, aux possibilités cependant très étendues, comme vous allez pouvoir le constater maintenant.



En effet, notre programmateur peut commander la mise en marche et l'arrêt de quatre appareils quelconques, à n'importe quelle heure du jour ou de la nuit et pour n'importe quelle durée.
Ces commandes peuvent être ponctuelles, journalières, ou encore configurables selon les jours de la semaine. Pour conserver son intérêt et ne pas nécessiter une nouvelle introduction des données lors de chaque coupure secteur, notre montage dispose d'une batterie de secours.
Enfin, les programmations désirées se font de façon très simple au moyen d'un clavier à 20 touches avec visualisation des fonctions en clair sur des afficheurs et des diodes électroluminescentes. La réalisation proposée fait appel à deux circuits imprimés simple face, et les composants utilisés sont disponibles partout, ce qui place ce montage à la portée de tout amateur digne de ce nom.

Généralités

Comme nous l'avons dit rapidement ci-dessus, notre montage peut commander quatre appareils quelconques, c'est-à-dire qu'il dispose de quatre sorties munies chacune d'un relais. Il est donc possible de commander des appareils ali-

mentés par le secteur (votre cafetière électrique pour le petit déjeuner par exemple !), mais également tout autre chose puisque l'on dispose en fait de quatre contacts de relais programmables.

L'appareil se comporte comme une horloge digitale – il affiche d'ailleurs l'heure en permanence –, mais cette horloge sait aussi compter les jours de la semaine. Elle ne dispose donc pas de cycles de 24 heures mais de cycles de 7 jours, soit 7 fois 24 heures. Chaque sortie programmable est ce que l'on appellera dans la suite de cette étude un canal.

Le circuit utilisé dans ce montage dispose d'une mémoire dans laquelle on va pouvoir placer, au moyen d'un clavier, des informations d'heure, de jour et de canal. Les possibilités de programmation sont alors simples à comprendre puisque la programmation d'une sortie va consister à mettre en mémoire dans le circuit le numéro du canal, l'heure de mise en marche, l'heure d'arrêt ou la durée de fonctionnement (si vous préférez ne faire aucun calcul mental !) et les jours de la semaine pour lesquels ces informations sont valables.

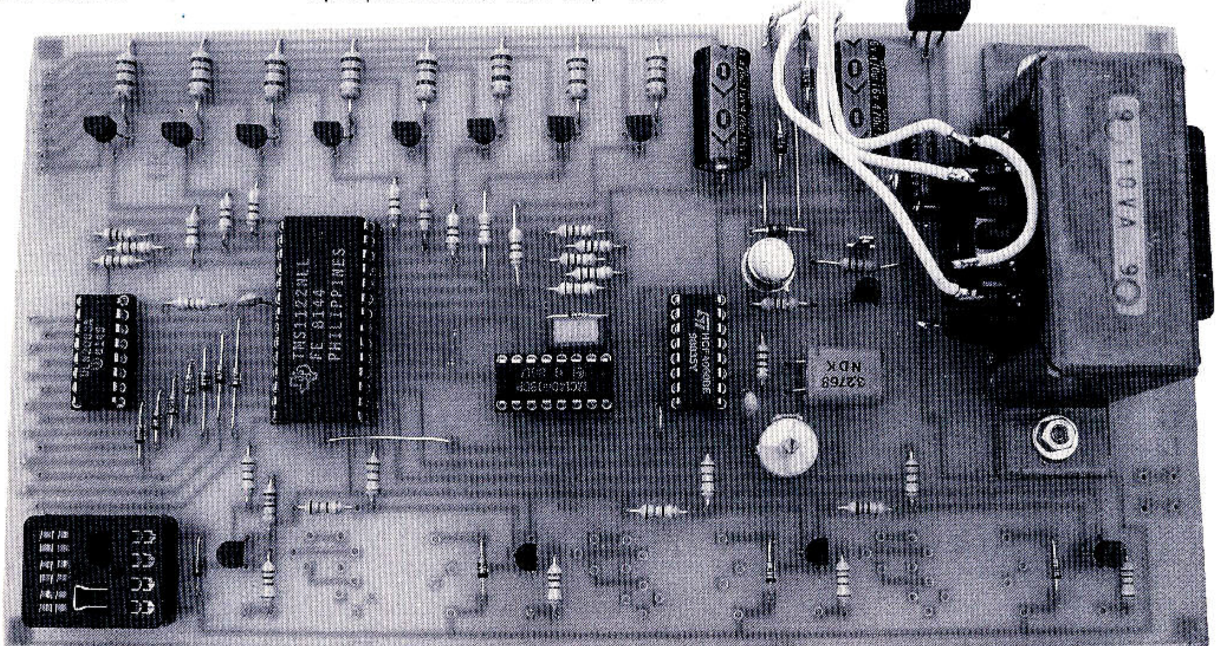
Théoriquement, il n'y a pas de limite au nombre d'informations que vous pouvez ainsi donner pour une sortie, et vous pouvez la mettre en marche et l'arrêter autant de fois que vous voulez pendant une journée par exemple. Pratiquement, la capacité de la mémoire du circuit est limitée, et vous ne pouvez pas demander un nombre quelconque de fonctions. En revanche, cette mémoire ne dispose pas d'un plan d'occupation prédéfini. Ainsi, si vous voulez utiliser les quatre sorties, vous disposerez de N possibilités de mise en marche et d'arrêt hebdomadaires ; si, en revanche, vous ne voulez utiliser qu'une sortie, vous disposerez alors de 4 × N possibilités de mise en marche et d'arrêt hebdomadaires. La mémoire est affectée aux divers paramètres de programmation en fonction de vos besoins, ce qui se révèle d'un emploi très souple.
Si vous établissez un cycle de fonctionnement des quatre sorties sur une semaine, cela vous demandera quelques minutes de frappe sur le clavier de l'appareil ; aussi avons-nous jugé bon de munir notre montage d'une batterie qui lui permet d'ignorer les coupures secteur de durée normale (quelques heures). Bien sûr, pendant une coupure, les appareils commandés par le programmateur ne pourront se mettre en marche s'ils sont alimentés par le secteur, mais, dès le retour de celui-ci, le cycle que vous aviez programmé continuera à s'exécuter comme prévu, sans erreur.
Contrairement à ce que l'on pourrait penser, il ne faut que très peu de composants pour s'offrir ces possibilités, comme vous allez pouvoir le constater maintenant en étudiant le schéma de l'appareil.

Le schéma

Il est visible figure 1 pour la partie « active » du montage et figure 2 pour la partie clavier et affichage. Malgré son apparente complexité, nous allons voir que son analyse est fort simple, surtout si l'on commence par le commencement, à savoir le TMS 1122.
Comme nous l'avons dit en introduction, ce microprocesseur est un microprocesseur « mono-chip » ou encore et plus exactement un microcontrôleur, c'est-à-dire un boîtier contenant, en plus du microprocesseur, de la mémoire vive, de la mémoire morte et des interfaces d'entrées/sorties.

Le TMS 1122 que nous utilisons ici est issu de la famille TMS 1000 de Texas Instruments qui comprend divers circuits différant entre eux essentiellement par les capacités mémoire qu'ils offrent et par le nombre de lignes d'entrées/sorties dont ils disposent. De tels circuits sont habituellement inutilisables par les amateurs que nous sommes ; en effet, le programme qu'ils sont capables d'exécuter est inscrit dans la mémoire morte que contient le boîtier. Cette mémoire est programmable par masque, c'est-à-dire lors de la fabrication même du circuit, ce qui ne peut donc se concevoir que pour des volumes de production très importants. A titre d'exemple, sachez qu'un grand fabricant d'électroménager utilise un tel circuit comme programmateur de machine à laver.

Heureusement, le fabricant des TMS 1000 a eu la bonne idée de réaliser un certain nombre de circuits à usage général, tel ce TMS 1122 que nous utilisons aujourd'hui (mais il y en a d'autres tel, par exemple, le TMS 1000 MP 3318 qui sert à réaliser une sonnette musicale).



Le circuit imprimé principal. Tous les supports de relais ne sont pas encore soudés.

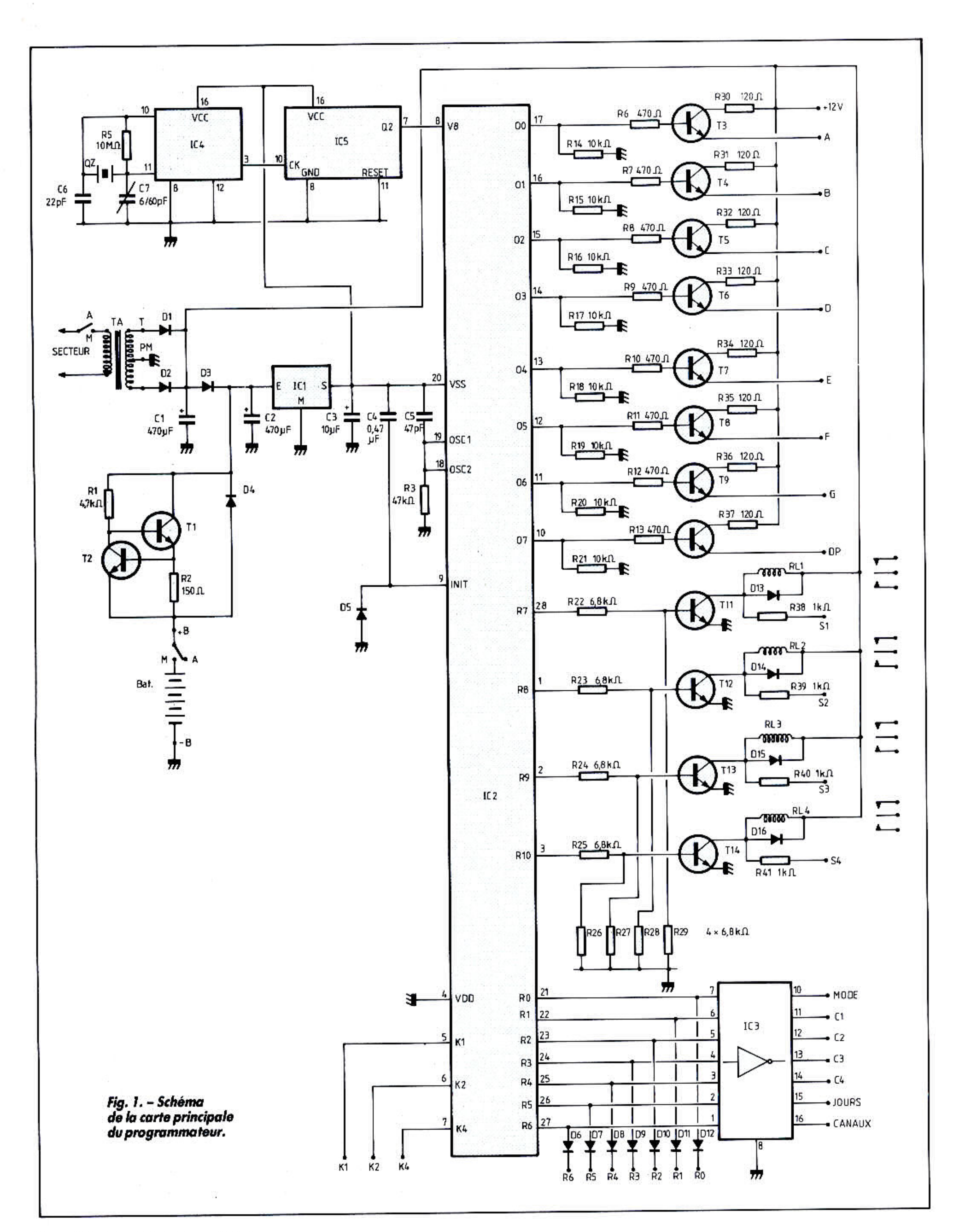


Fig. 1. – Schéma de la carte principale du programmateur.

Le TMS 1122 est un microcontrôleur en technologie MOS canal P basse tension. Il doit être alimenté sous 7,5 à 10 V et consomme en moyenne 40 mW.
L'amplitude des signaux logiques à appliquer à ses entrées ou ceux délivrés sur ses sorties est égale à la tension d'alimentation. Sa fréquence d'horloge de fonctionnement est de 100 à 350 kHz, et il dispose de sorties à moyen et à fort courant : 14 mA pour les premières et 24 mA pour les autres. Enfin, il est logé dans un boîtier plastique à 28 pattes.
Si nous revenons maintenant à la figure 1, nous voyons que ce TMS 1122 dispose de 8 lignes de sorties 00 à 07 qui commandent 8 transistors chargés d'attaquer les 7 segments d'afficheurs à diodes électroluminescentes. Ces transistors ont pour but d'amplifier le courant de sortie que peut fournir le TMS 1122, lui évitant ainsi un échauffement excessif préjudiciable à sa durée de vie. Sept autres sorties R_0 à R_7 contribuent aussi à la commande des afficheurs : elles passent toutes au travers d'un circuit intégré qui n'est autre qu'un ensemble de sept darlingtons capables de fournir un courant de 350 mA pour un courant de commande inférieur à 20 mA.
Si vous regardez le schéma de l'affichage présenté en figure 2, vous constaterez qu'il est fait appel à la technique de l'affichage multiplexé. Pour comprendre le fonctionnement de ce type d'affichage, examinons un instant la figure 2 sur laquelle nous avons représenté un schéma de principe simplifié. Toutes les lignes des segments des afficheurs sont reliées entre elles alors que les anodes ou cathodes communes des afficheurs (selon le type utilisé) sont reliées à un commutateur. A l'instant t, le circuit intégré qui com-

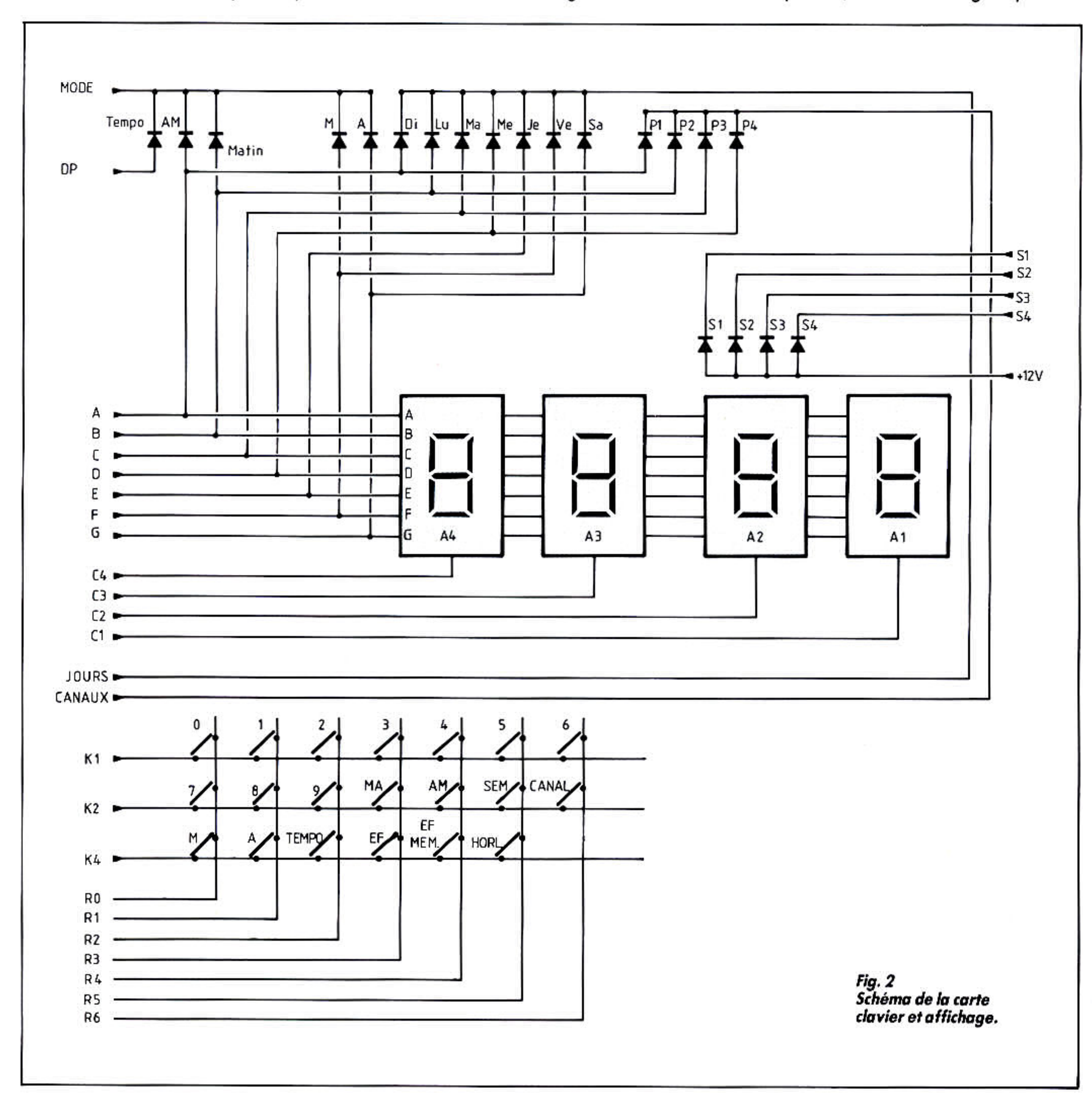


Fig. 2
Schéma de la carte clavier et affichage.

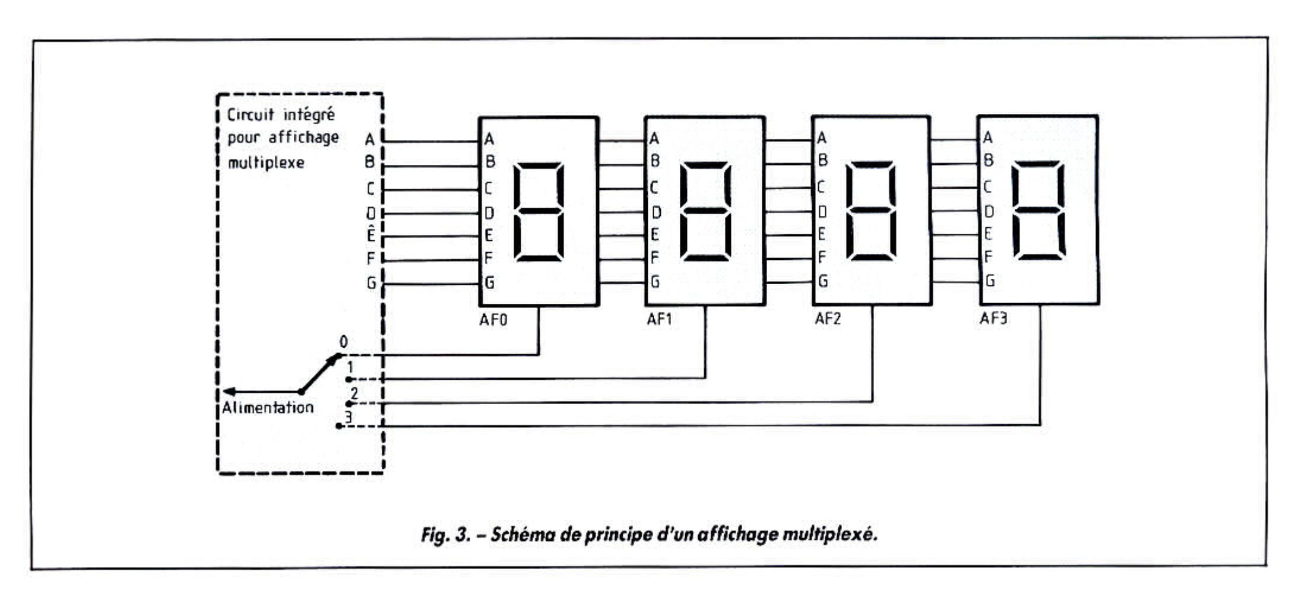


Fig. 3. – Schéma de principe d'un affichage multiplexé.

mande un tel affichage fournit sur les lignes A à G le code du chiffre à afficher sur AF_0 et il positionne le commutateur sur 0 ; l'afficheur AF_0 fonctionne donc, alors que les autres restent éteints. A l'instant t + n, le circuit intégré fournit sur les lignes A à G le code du chiffre à afficher sur AF_1 et positionne le commutateur sur 1 ; AF_1 s'allume donc à son tour. Ce processus se répète alors, pour les autres afficheurs et se boucle indéfiniment sur lui-même. Si la vitesse de commutation (on dit de multiplexage) est suffisante, la persistance des impressions rétiniennes vous donnera l'illusion de voir les quatre chiffres allumés simultanément. C'est un tel procédé qu'utilise le TMS 1122 mais de façon un peu plus complexe puisqu'il pilote à la fois les quatre afficheurs 7 segments et plusieurs diodes LED de signalisation de fonctions.

L'examen de la figure 2 vous permet de constater que quatre LED ne font pas appel à cet affichage multiplexé. Ce sont les LED reliées aux sorties qui sont utilisées pour visualiser l'état de celles-ci. Ces dernières sont commandées par quatre autres sorties du TMS 1122 qui ont pour noms R_7 à R_{10}.

Les sorties R_0 à R_6, conjointement aux trois entrées K_1, K_2 et K_4, servent à la scrutation du clavier à 20 touches utilisé pour l'entrée des données. Ce clavier est câblé en matrice, et le fait d'appuyer sur une touche relie les deux lignes à l'intersection desquelles elle se trouve. Point n'est besoin ici de faire appel à des touches de grande qualité, le TMS 1122 contient un circuit antirebondissement qui autorise l'emploi de n'importe quel poussoir.

En poursuivant notre examen du schéma, nous rencontrons les pattes d'alimentation VDD (masse) et VSS (+ 7,5 à +10 V). Deux pattes OSC1 et OSC2 servent, au moyen d'une résistance et d'un condensateur externe, d'horloge au TMS 1122. La fréquence exacte de celle-ci est sans importance ; en effet, c'est l'horloge du microprocesseur proprement dit, c'est-à-dire celle qui pilote sa logique interne ; elle n'a rien à voir avec la référence de temps utilisée pour piloter l'horloge « vraie » (celle qui indique l'heure). Cette horloge « vraie » utilise une référence de temps à 50 Hz appliquée sur l'entrée K_8.

Une solution simple consisterait à dériver cette fréquence du secteur mais, outre le fait que la stabilité ne serait pas parfaite, cela présenterait l'inconvénient de priver le programmateur de référence de temps lors des coupures de courant, ce qui le bloquerait. Nous avons donc préféré une solution utilisant une base de temps à quartz.

Le circuit logique CMOS IC_4, un 4060, est monté en oscillateur piloté par quartz et, grâce à ses diviseurs internes et à ceux contenus dans IC_5, un 4040, qui lui fait suite, on dispose de 50 Hz en sortie du 4040, propre à être appliqué à l'entrée de référence de temps du TMS 1122.

L'alimentation du circuit s'avère très classique ; après redressement et filtrage, l'on dispose d'environ 12 V continus. Cette tension est utilisée pour charger des batteries cadmium/nickel, pour alimenter tous les afficheurs et pour alimenter les relais. Elle est ensuite régulée au moyen d'un régulateur intégré 8 V. Deux diodes D_3 et D_4 réalisent la commutation automatique batterie/secteur.

Semi-conducteurs

IC_1 : régulateur + 8 V 1 A, boîtier TO220 (7808)
IC_2 : TMS 1122
IC_3 : ULN 2003
IC_4 : 4060 CMOS
IC_5 : 4040 CMOS
AF_1 à AF_4 : afficheur 7 segments à LED de 0,3 pouce, cathodes communes (par ex. MAN74A)
LED : LED de 5 mm, voir texte pour les couleurs
D_1 à D_4 : 1N4002
D_5, D_6 à D_{16} : 1N914 ou 1N4148
T_1 : 2N2219 A
T_2 à T_{14} : BC 107, 108, 109, 547, 548, 549

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 4,7 kΩ
R_2 : 150 Ω
R_3 : 47 kΩ
R_4 : n'existe pas
R_5 : 10 MΩ
R_6 à R_{13} : 470 Ω
R_{14} à R_{21} : 10 kΩ
R_{22} à R_{29} : 6,8 kΩ
R_{30} à R_{37} : 120 Ω
R_{38} à R_{41} : 1 kΩ

Condensateurs

C_1, C_2 : 470 μF 16 V
C_3 : 10 μF 16 V
C_4 : 0,47 μF mylar ou tantale
C_5 : 47 pF céramique
C_6 : 22 pF céramique
C_7 : ajustable 6/60 pF

Divers

Clavier : 20 touches digitast (voir texte)
TA : transformateur 220 V 2 fois 9 V 10 VA
RL_1 à RL_3 : relais Europe 12 V 1 RT avec support
Batteries : 9 éléments 1,2 V 400 mA/h
Quartz : 3,579 MHz

Fig. 4. – Nomenclature des composants.

Remarquez que le TMS 1122 et le circuit d'horloge sont alimentés par cette tension régulée, qui est donc présente en permanence, alors que les relais et les afficheurs sont alimentés par le 12 V qui disparaît dès la coupure du secteur. Cette solution a été choisie de façon à minimiser la consommation du montage en l'absence de secteur, ce qui lui permet de tenir le coup plus longtemps, sa seule consommation étant celle du TMS 1122 (4 à 5 mA) et celle des deux circuits CMOS de la base de temps (1 mA environ). En contrepartie, l'affichage est éteint en l'absence de secteur mais, vu le gain apporté en autonomie, nous considérons cet inconvénient comme mineur. Les batteries sont constituées par 9 éléments de 1,2 V 400 mA/h. Ces éléments sont les plus courants et les moins coûteux (de la taille des piles types R6 que l'on trouve même dans les supermarchés). Leur capacité est suffisante pour alimenter le montage pendant plusieurs heures en cas de coupure secteur.
Ces batteries sont chargées à courant constant *via* T_1 et T_2, le courant étant fixé à environ 40 mA, soit un dixième de la capacité des éléments utilisés par R_2.
Le dernier point qu'il nous reste à examiner est la patte INIT. C'est l'entrée de remise à zéro du microprocesseur, celle-ci s'effectuant automatiquement à la mise sous tension par le jeu du condensateur de 0,47 μF.

La réalisation

La nomenclature complète des composants vous est indiquée figure 4 et ne devrait poser aucun problème car tous les éléments utilisés sont des « classiques ».
Le TMS 1122 est disponible partout, de même que les autres circuits et transistors de cette réalisation. Pour les afficheurs, n'importe quel type d'afficheur à LED, 7 segments, à cathodes communes et de 0,3 pouce de haut convient. Pensez seulement à vérifier le brochage en le comparant à celui que nous avons employé

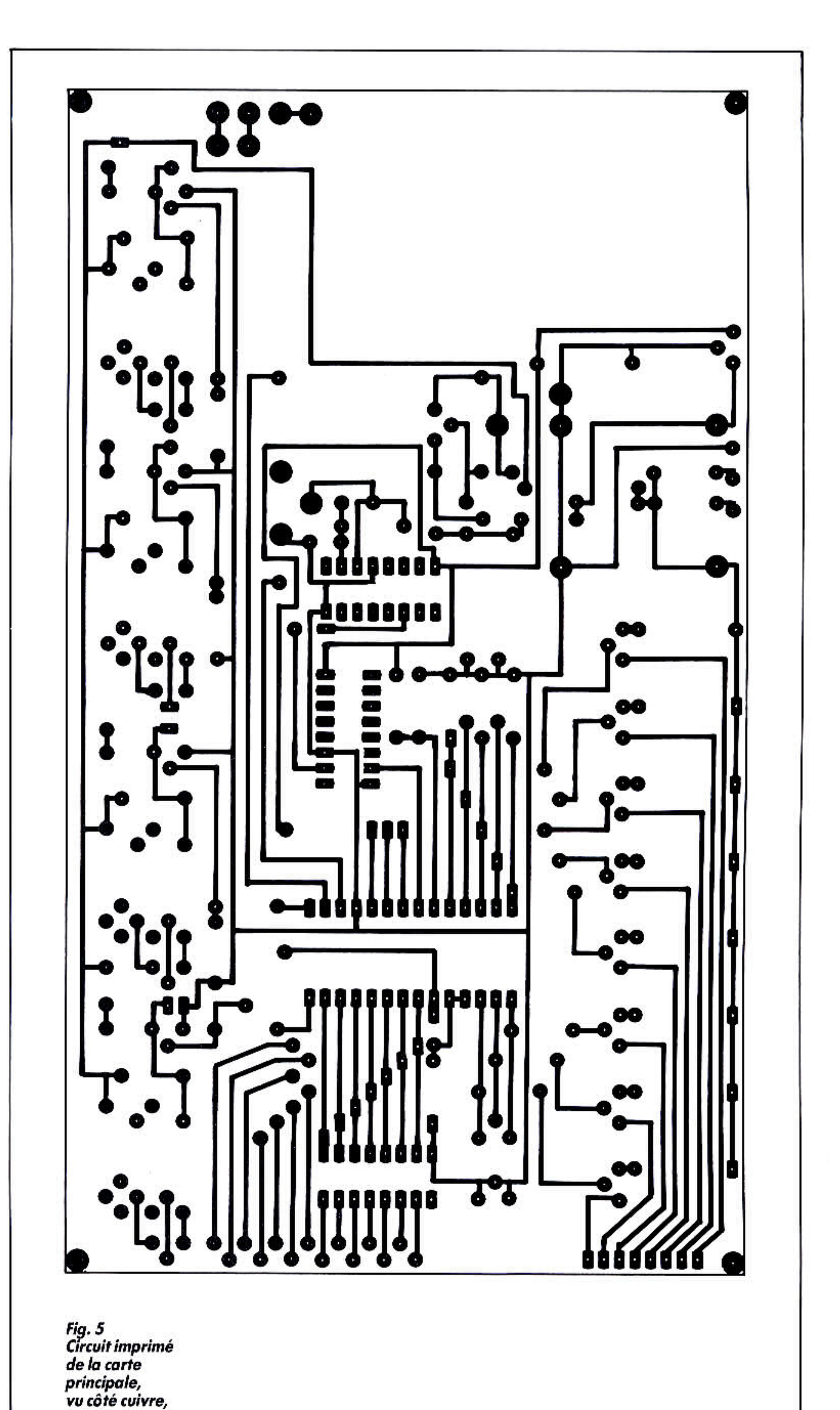


Fig. 5
Circuit imprimé de la carte principale, vu côté cuivre, échelle 1.

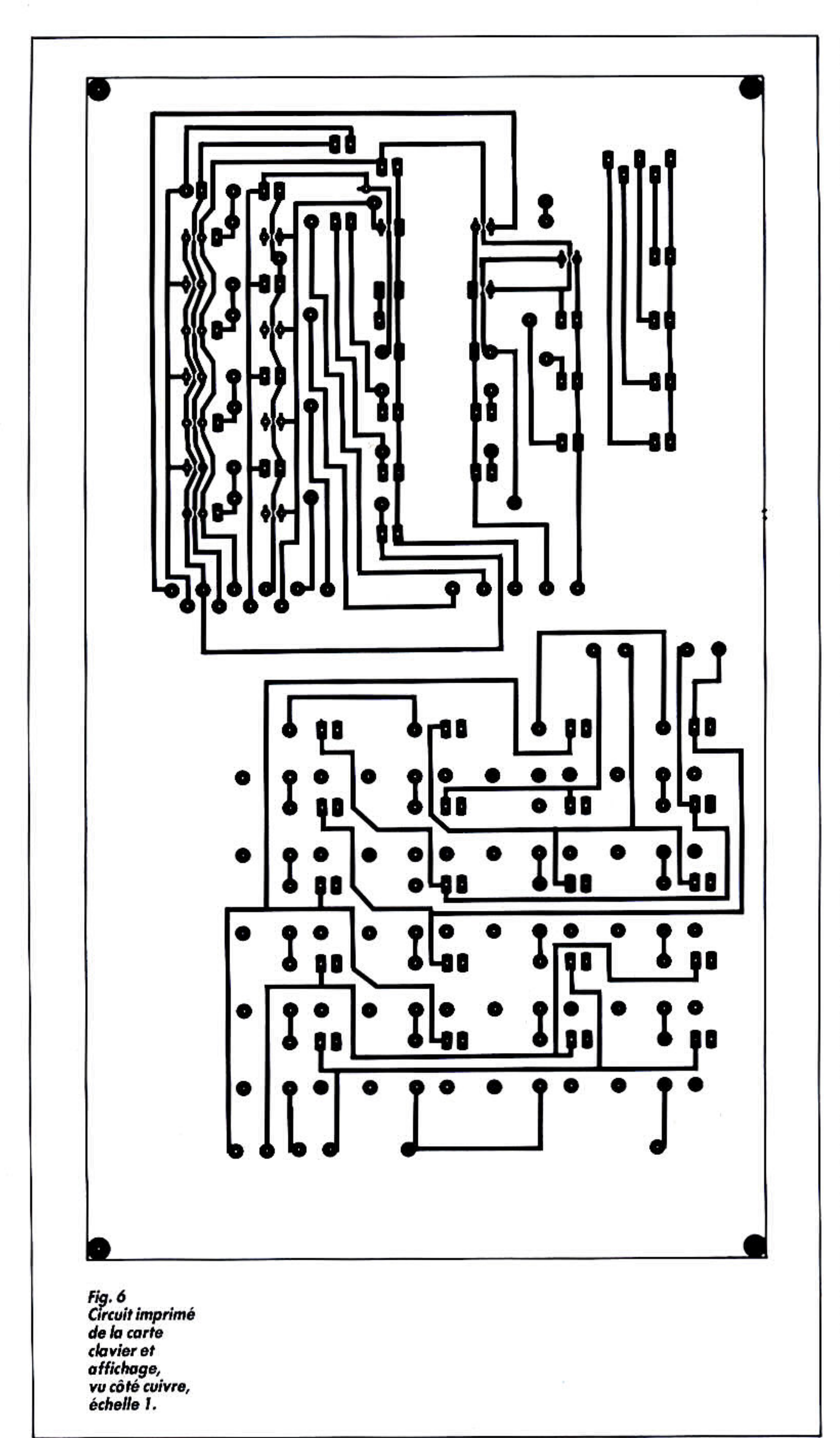


Fig. 6
Circuit imprimé de la carte clavier et affichage, vu côté cuivre, échelle 1.

qui, bien qu'étant standard, n'est pas respecté par 100 % des productions. Les touches peuvent être de n'importe quel type, mais, si vous voulez utiliser nos dessins de circuits imprimés sans les modifier, il vous faut choisir des modèles digitast. De même, pour les LED, n'importe quels modèles conviennent mais si vous voulez pouvoir employer notre méthode de montage, il faut choisir des LED de 5 mm de diamètre dont les fils sont plus longs que ceux des LED de 3 mm. Pour ce qui est de la couleur, vous avez le choix, sachant que les fonctions suivantes sont à visualiser au moyen de celles-ci :

– les sept jours de la semaine (nous avons mis cinq orange et deux vertes pour samedi et dimanche !) ;
– cinq fonctions : marche-arrêt d'un canal, matin-après-midi, mode temporisation (cinq rouges). Ces LED ne s'allument qu'en phase de programmation ;
– quatre LED de visualisation de la programmation des sorties 1 à 4 (quatre jaunes) ;
– quatre LED de visualisation de l'état réel des sorties 1 à 4 (quatre vertes).

Pour ce qui est du transformateur, n'importe quel modèle 2 fois 9 V efficaces, 10 VA environ, convient. A propos des supports de CI, les CMOS de la base de temps et l'ULN 2003 peuvent être soudés si vous en avez l'habitude ; en revanche, il est prudent de monter le TMS 1122 sur support.

Enfin, il est indispensable que le condensateur de 0,47 µF utilisé sur la patte INIT du TMS 1122 soit un modèle au mylar ou au tantale afin de minimiser le courant de fuite. En effet, si ce courant devenait prohibitif, le microprocesseur resterait en phase d'initialisation permanente, et votre montage ne fonctionnerait plus.

La première étape n'est autre que la réalisation des deux circuits imprimés dont les tracés à l'échelle 1 sont indiqués en figures 5 et 6. Le premier supporte tous les composants de la figure 1 à l'exception des batteries ; le second supporte tous les composants de

la figure 2. Rappelons que ce deuxième circuit est à modifier si, pour une raison ou pour une autre, vous n'utilisez pas les mêmes touches que nous. Le tracé relativement aéré de ces circuits permet une réalisation par toutes les méthodes conventionnelles : feutre à CI, transferts directs ou méthode photo. Le seul point délicat se situe au niveau des pistes des afficheurs au tracé relativement fin. Lorsque ces circuits sont réalisés et que les pistes fines sont vérifiées à l'ohmmètre pour contrôler l'absence de microcoupures, vous pouvez commencer le câblage. La figure 7 vous donne l'implantation des composants sur le circuit imprimé principal. Le montage sera fait dans l'ordre classique : straps, supports de circuits intégrés, résistances, condensateurs et en dernier diodes, transistors et circuits intégrés.
Le transformateur est simplement vissé sur ce circuit imprimé, mais est connecté à ses différents plots de raccordement par des fils isolés. Cela simplifie les problèmes d'implantation que l'on rencontre vu la diversité des tailles des transformateurs, même de puissances et tensions identiques.
Le régulateur intégré est vissé sur un petit radiateur de quelque 10 cm² environ. Ce radiateur pourra être un modèle du commerce ou plus simplement une plaque de dural de 10 à 15/10 de mm d'épaisseur pliée en U. Une fois cette partie terminée, on effectuera une vérification soigneuse tant au niveau des soudures qu'au niveau du sens des composants tels que diodes, transistors, circuits intégrés et condensateurs chimiques. Si vous avez utilisé des supports, les circuits intégrés ne seront pas encore mis en place dessus.
En suivant les indications de la figure 8, le montage de l'autre circuit imprimé est beaucoup plus simple mais, paradoxalement, demande plus de soin ; en effet, une partie de ce circuit servira de face avant, et il faut donc que les composants y soient montés de façon présentable. Nous vous conseillons de lire la suite de cet arti-

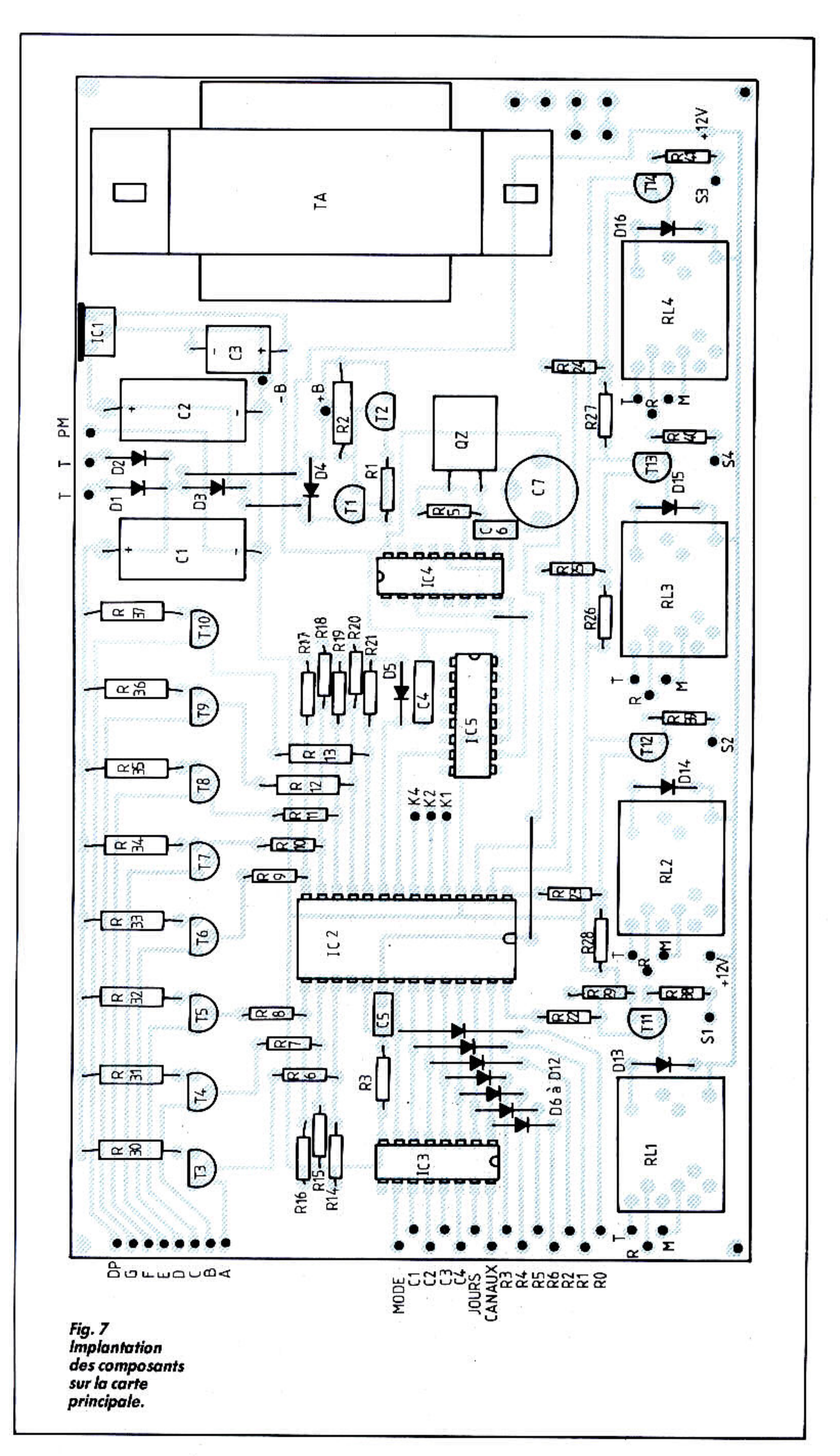


Fig. 7
Implantation des composants sur la carte principale.

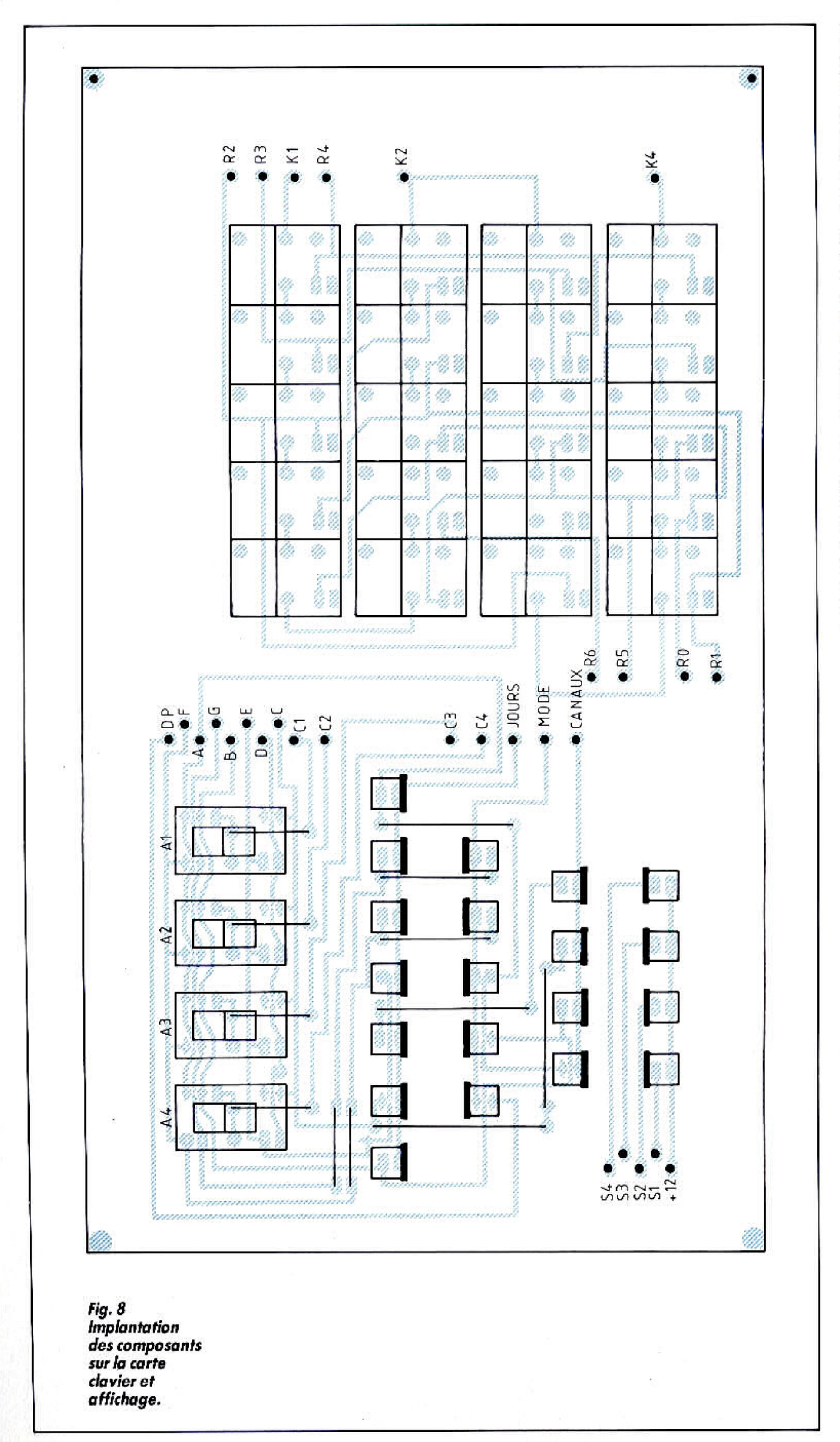


Fig. 8 Implantation des composants sur la carte clavier et affichage.

cle et d'examiner les photos pour voir comment nous avons disposé les éléments dans le boîtier avant de procéder au montage de ce CI, car cela a une influence directe dessus.

La méthode que nous avons adoptée est la suivante : en premier lieu, nous avons monté les straps en veillant à ne pas en oublier car certains sont situés sous les afficheurs et sont donc inaccessibles après montage de ces derniers. Ensuite, nous avons monté les touches du clavier en veillant à les aligner aussi parfaitement que possible, puisqu'elles seront visibles directement de la face avant. Un tracé exact du circuit imprimé à ce niveau est indispensable si vous voulez réaliser un travail propre. Pour nous rendre compte de la hauteur des touches, nous les avons équipées de leurs poussoirs (qui sont amovibles facilement sur les digitasts). Nous avons ensuite monté les afficheurs sur supports de façon qu'ils arrivent à peu près au niveau des touches. Les LED ont été montées en dernier, en veillant à laisser leurs fils bien droits, de façon que chaque LED se trouve exactement au-dessus de l'emplacement défini par ses pastilles de connexion sur le CI.

Les fils des LED sont coupés à une longueur telle qu'elles dépassent en hauteur les afficheurs d'environ 5 mm. Indépendamment de cette partie mécanique du montage, vérifiez très soigneusement le sens des LED, car elles ne sont pas toutes orientées de la même façon. D'autre part, il est prudent de contrôler leur brochage à l'ohmmètre car le méplat sur le boîtier ou le fil plus long que l'autre est parfois assez difficile à repérer.

Munis de ces deux circuits imprimés, vous pouvez maintenant passer à la réalisation du boîtier, dernière phase de travail avant la mise sous tension.

Compte tenu de la place qui nous est encore nécessaire pour décrire cela et, surtout, pour vous présenter le mode d'emploi complet du montage, nous verrons tout ceci le mois prochain.

C. TAVERNIER

Les procédés "intelligent HQ" de Akaï et "ASO" de Nokia-Océanic

Le procédé « Intelligent HQ » déposé sous l'appellation « Optimisation-System » pour les versions SECAM représente la première adaptation des dispositifs de réglage de sensibilité et d'égalisation automatisés que l'on rencontrait dans les magnétocassettes audio, sur un magnétoscope pour l'enregistrement de l'image. Cette technique est appliquée tant à l'enregistrement qu'à la lecture. Durant la première opération, les magnétoscopes utilisant l'IHQ ajustent certains paramètres afin de les adapter à la qualité de bande utilisée. Durant la lecture, IHQ adapte la circuiterie au niveau de bruit présent dans le signal vidéo, tout en recherchant le meilleur compromis entre bruit et détail. Le procédé est totalement compatible avec le VHS standard.

Ainsi, on peut constater l'efficacité du dispositif IHQ avec un magnétoscope VHS non IHQ, en lui faisant lire une bande enregistrée sur une machine IHQ. De même, on peut, avec un magnétoscope équipé de ce système, utiliser des cassettes S-VHS et en exploiter la sensibilité. A l'opposé, les cassettes de location seront reproduites avec un bruit réduit et une définition réduite également.

Les problèmes actuels du VHS HQ

La plupart des possesseurs de magnétoscopes VHS qui ont utilisé des cassettes High Grade ont été quelque peu déçus des résultats visuels. Quand bien même, physiquement, le support magnétique est plus fin, les seuls bénéfices concernent la partie audio (à pistage linéaire). Ceux qui, comme nous, ont essayé des cassettes S-VHS sur des magnétoscopes VHS standard ont été aussi déçus : parfois les résultats sont même moins bons qu'avec une bonne E-180 de base achetée par dix à l'hyper du coin. Tout cela a une raison simple. Les magnétoscopes VHS sont réglés pour un type de bande normal. De plus, comme nous allons le voir, le problème ne peut pas être résolu par une commutation analogue à celle rencontrée sur les magnétocassettes (genres « normal », « chromé », « métal »), du fait que l'enregistrement du signal vidéo n'est pas direct, mais, comme on le sait, effectué après conversion FM.

Comme le montre la figure 1, le signal de luminance possède un spectre assez large (entre 50 Hz et 3,8 MHz dans nos contrées). Pour permettre son enregistrement sur un support magnétique conventionnel, les magnétoscopes utilisent une modulation de fréquence particulière. En ce sens que la fréquence de la porteuse FM, en valeur moyenne, se situe relativement proche de la fréquence maximale du signal vidéo ; soit, respectivement 4,3 MHz (en VHS) pour 3,8 MHz ; de plus, l'indice de modulation FM est inférieur à l'unité. Ce principe est connu sous le nom de FM à porteuse basse. Comme le montre la partie centrale de la figure 1, ce processus engendre l'apparition, dans le signal FM, de deux bandes latérales (supérieure et inférieure, notées BLS et BLI). La caractéristique d'égalisation après modulation FM (enregistrement) ou avant démodulation (lecture) suramplifie la bande inférieure et coupe la supérieure.

Une caractéristique de cette forme de modulation/démodulation est que les signaux de luminance (Y) de plus basse fréquence génèrent les plus hautes fréquences du signal FM (près de la valeur moyenne de la porteuse) et vice versa, comme le montre le croisement des flèches entre a, b et c. Le processus est inversé en lecture (fig. 1c). Toutes les « circuiteries » d'enregistrement et de lecture pour le VHS standard sont conçues pour avoir les meilleurs résultats avec ce principe et avec des bandes de sensibilité normale ; ou plus précisément, des bandes possédant une réponse en fréquence adaptée à ce principe ; ce qui n'est pas le cas de toutes les bandes High Grade et encore moins des bandes S-VHS.

Si l'on prend par exemple la bande S-VHS, qui est vraiment

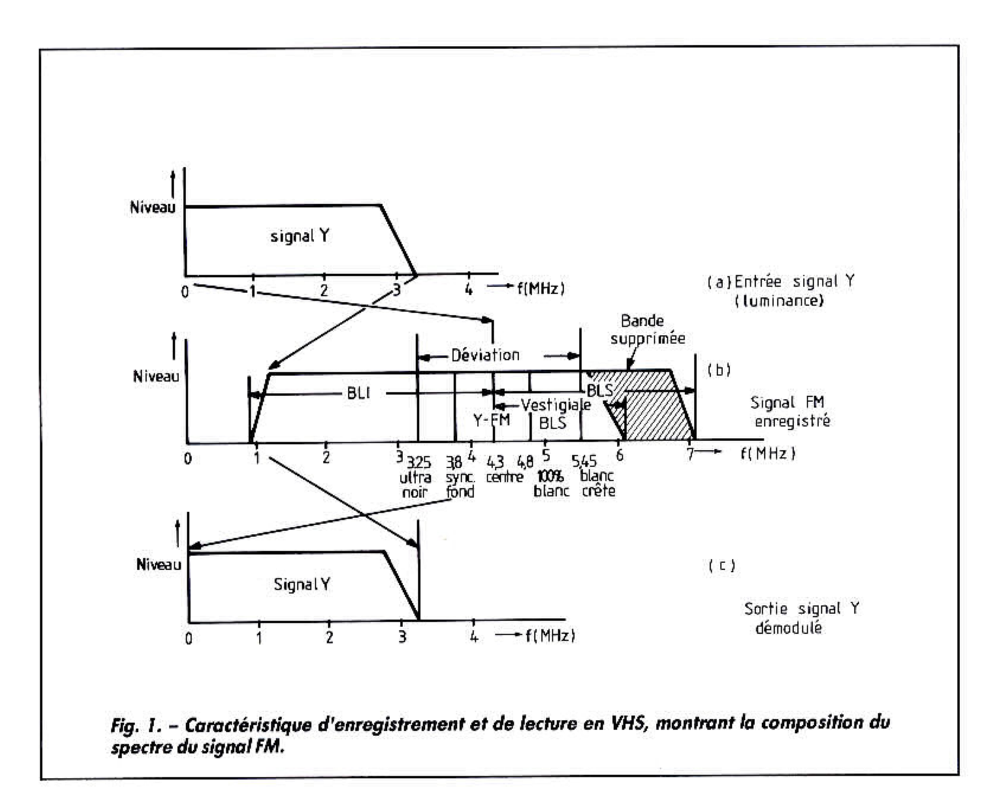


Fig. 1. – Caractéristique d'enregistrement et de lecture en VHS, montrant la composition du spectre du signal FM.

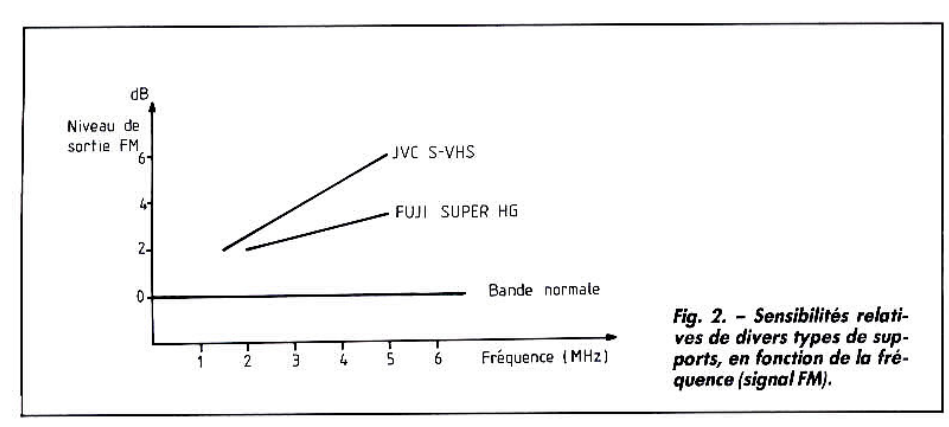


Fig. 2. – Sensibilités relatives de divers types de supports, en fonction de la fréquence (signal FM).

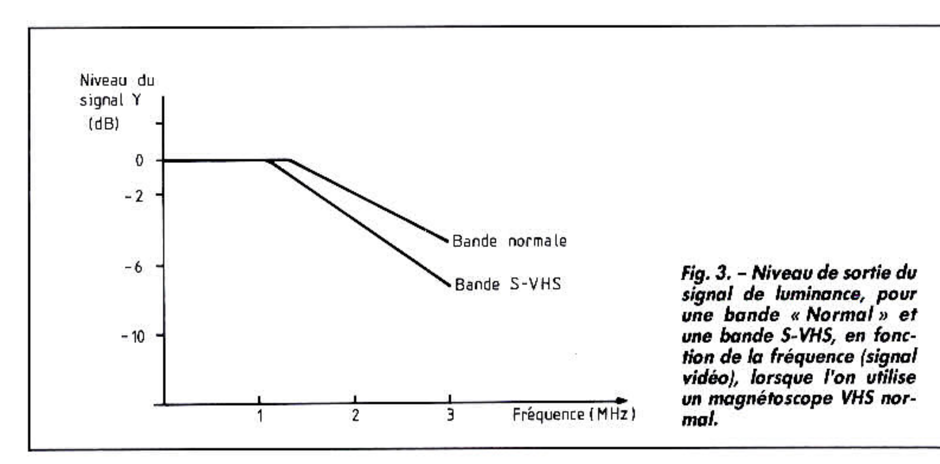


Fig. 3. – Niveau de sortie du signal de luminance, pour une bande « Normal » et une bande S-VHS, en fonction de la fréquence (signal vidéo), lorsque l'on utilise un magnétoscope VHS normal.

une bande de plus haute qualité, surpassant les High Grade, on remarque (fig. 2) que la sensibilité est fortement croissante avec la fréquence. Plus que dans le cas d'une High Grade, plus encore qu'une bande normale, ces hautes fréquences, entre 4 et 6 MHz, sont reproduites avec un rapport porteuse/bruit supérieur (C/N) au niveau des têtes de lecture et, corrélativement, avec un rapport signal/bruit supérieur (S/N) pour le signal vidéo. Ces hautes fréquences FM portent, rappelons-le, les basses fréquences vidéo de luminance. En revanche, les basses fréquences FM portent les hautes en vidéo. Les bandes étant moins sensibles en basses fréquences, les détails s'estompent. Cela tient à la caractéristique de modulation FM à porteuse basse avec son indice de modulation réduit, qui tend alors à fonctionner en modulation d'amplitude (AM). La figure 3 montre la réponse en fréquence vidéo (pas FM) comparée pour deux types de supports : bande normale et S-VHS, sur un magnétoscope VHS. On comprend alors tout...

Une tentative de réduction de bruit

Comme mentionné plus haut, les bandes « High Grade », à particules plus fines et à densité plus élevée, donnent effectivement de meilleurs rapports C/N et un meilleur rapport S/N durant la lecture. A l'opposé, les bandes vidéo de location utilisant de la bande normale présentent des pertes momentanées de signal FM (drop-outs), ou une atténuation permanente de ce signal due à leur utilisation répétée et à une usure prématurée ; cela conduit à une dégradation du rapport S/N, observable visuellement. Les magnétoscopes VHS incorporent une « circuiterie » destinée à réduire le bruit d'image, mais réglée sur un seuil de détection unique (fig. 4). Cela implique que, lorsque le niveau de bruit est en dessous du seuil, il y a quand même

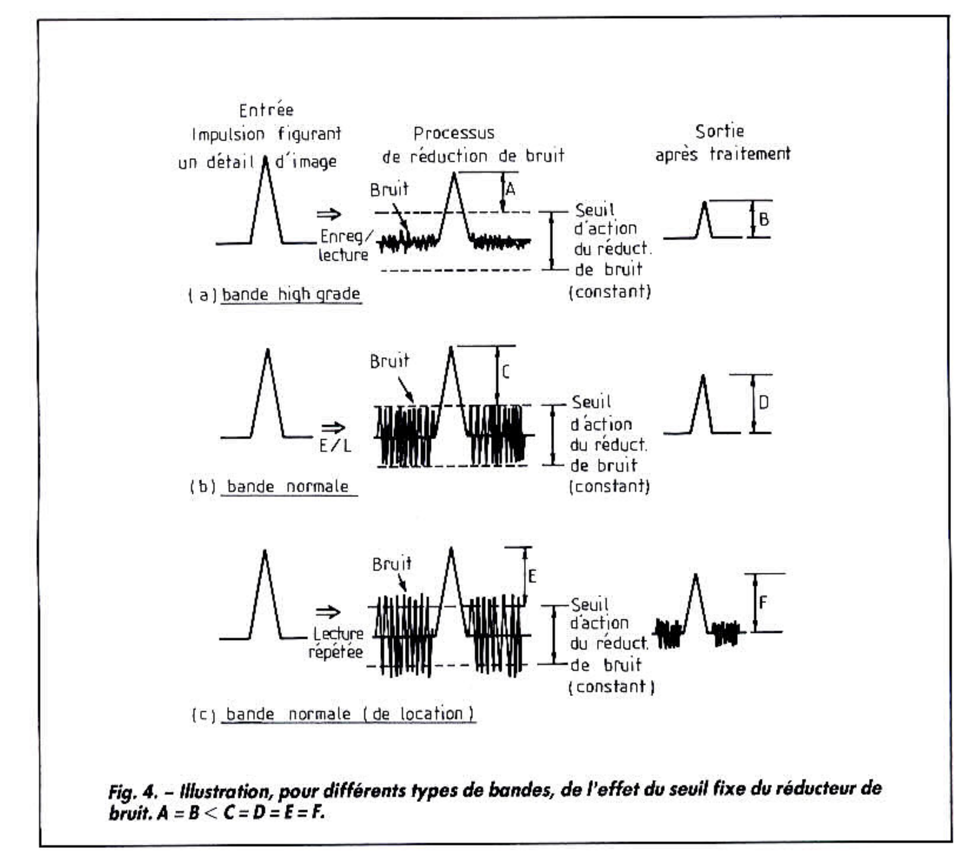


Fig. 4. – Illustration, pour différents types de bandes, de l'effet du seuil fixe du réducteur de bruit. A = B < C = D = E = F.

une réduction d'amplitude du signal, donnant une image très adoucie. Quand le niveau de bruit est supérieur au seuil, les pointes extrêmes de bruit peuvent passer par-dessus la caractéristique non linéaire du réducteur de bruit, d'où image avec bruit. Ceci est illustré sur la figure 4, pour trois types de bandes :

En a : bande High Grade, bruits réduits, mais réduction des détails par le réducteur de bruit. Comme expliqué précédemment, l'inversion de spectre de fréquences aggrave le phénomène.

En b : bande normale. Résultats optimaux.

En c : bande épuisée, inadaptée au processus de réduction de bruit.

Une ébauche de solution

Afin d'améliorer la réponse en fréquence (vidéo) des enregistrements sur support High Grade, les caratéristiques d'égalisation de la section enregistrement sont changées (dans les limites du standard VHS) de telle manière que la compensation s'effectue devant l'enregistrement, selon une correction calculée pendant le processus d'analyse de la bande (Auto Tape Tuning, comme sur certains magnétocassettes). Durant la lecture, la réponse en fréquence de l'ampli de luminance est également changée pour compenser la tendance à la coupure des hautes fréquences (vidéo) du signal de luminance ; le résultat global est une meilleure résolution. Pour parfaire la reproduction avec les cassettes High Grade, le degré de préaccentuation appliquée par le circuit d'amélioration des détails est augmenté (une variation linéaire, dans les limites de la norme VHS), et le niveau de seuil est ajusté linéairement et continuellement durant la lecture, de manière à le réduire pour les High Grade (sans bruit) et à l'augmenter pour les bandes de location (bruyantes). Il

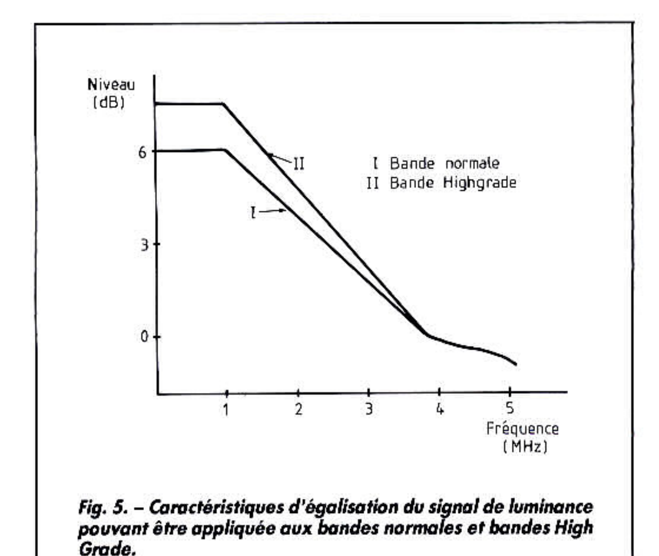


Fig. 5. – Caractéristiques d'égalisation du signal de luminance pouvant être appliquée aux bandes normales et bandes High Grade.

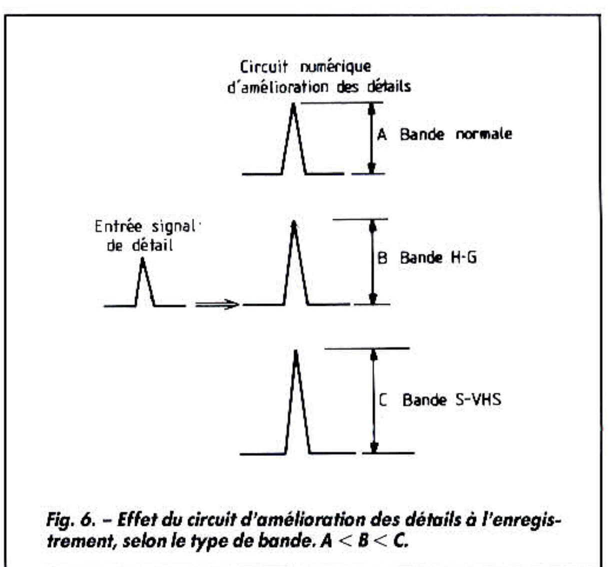


Fig. 6. – Effet du circuit d'amélioration des détails à l'enregistrement, selon le type de bande. A < B < C.

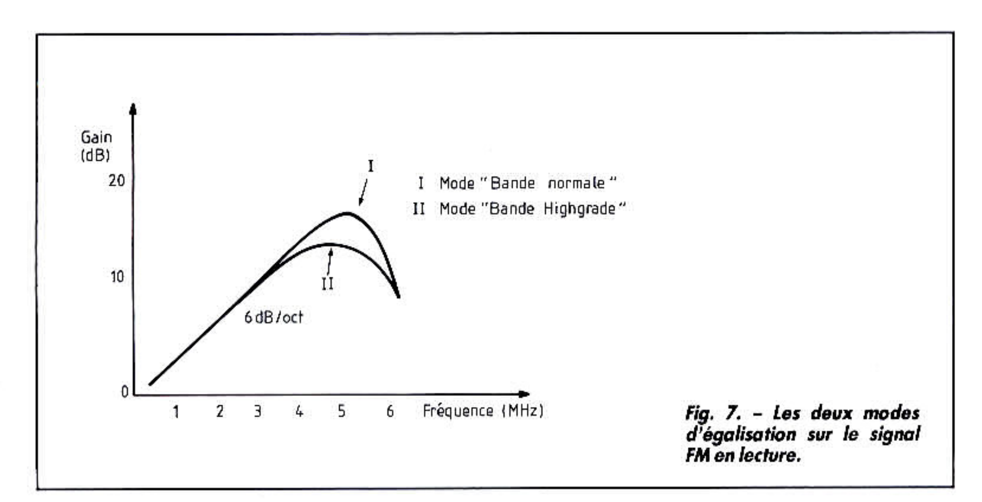


Fig. 7. – Les deux modes d'égalisation sur le signal FM en lecture.

en résulte, avec cette première approche du IHQ, un meilleur rapport S/B pour les bandes normales et une image à définition améliorée pour les bandes High Grade.
Les chiffres illustrent le procédé : comme on le voit en figure 5, on dispose de deux modes d'égalisation (Normal et High Grade) pour le signal de luminance, entrant dans le gabarit du VHS standard : la référence se situant 0 dB à 3,8 MHz ; 3 ± 1 dB à 2 MHz ; et 6 ± 1,5 dB à 1 MHz. La figure 6 illustre l'effet d'un ajustage continu de la préaccentuation dans le circuit d'amélioration des détails.
La figure 7 montre les deux modes de réponse en fréquence des ampli FM adaptés pour chaque type de bande (normal, HG). Les bandes HG étant plus sensibles en hautes fréquences (entre 4 et 6 MHz), cette correction s'opère en lecture, toujours dans le gabarit VHS.

En figure 8 apparaît l'effet de l'ajustement automatique et continu du seuil d'action du réducteur de bruit, en lecture. Comme on le voit, les détails sont conservés presque à leur valeur initiale avec les bandes HG, tandis que les bandes de location sont traitées avec plus de vigueur.

L'application

Les performances des vidéocassettes sont liées à leur niveau de sortie, niveau du signal FM. Les magnétoscopes équipés des circuits IHQ comparent ce niveau avec une référence fixée en usine (de manière numérique). La différence entre la référence et la valeur mesurée est une tension qui est utilisée pour commuter l'une ou l'autre des caractéristiques d'égalisation de l'ampli de luminance. Par ailleurs, la valeur de différence fixe le degré de préaccentuation linéaire dans le circuit d'amélioration des détails à l'enregistrement. Enfin, elle fixe également le seuil du suppresseur de bruits à la lecture. Ces trois réglages et la mesure préalable des niveaux de sortie FM sont opérés automatiquement.
En pressant simultanément les touches « Enregistrement » et « Optimisation » on initialise la procédure. Le signal test est enregistré durant deux secondes, la bande est rembobinée du temps équivalent, puis jouée durant deux secondes. Après quoi elle est à nouveau rembobinée, et l'appareil se met en pause d'enregistrement. Le processus entier prend environ quinze secondes. Les paramètres fixés sont tenus en mémoire, tant que la cassette n'a pas été éjectée ou l'alimentation secteur coupée.
Durant la reproduction on peut choisir entre mode nor-

Fig. 8. – Illustration, pour différents types de bandes, de l'effet d'un seuil adaptatif dans le processus de réduction de bruit. A = B > C = D > E = F.

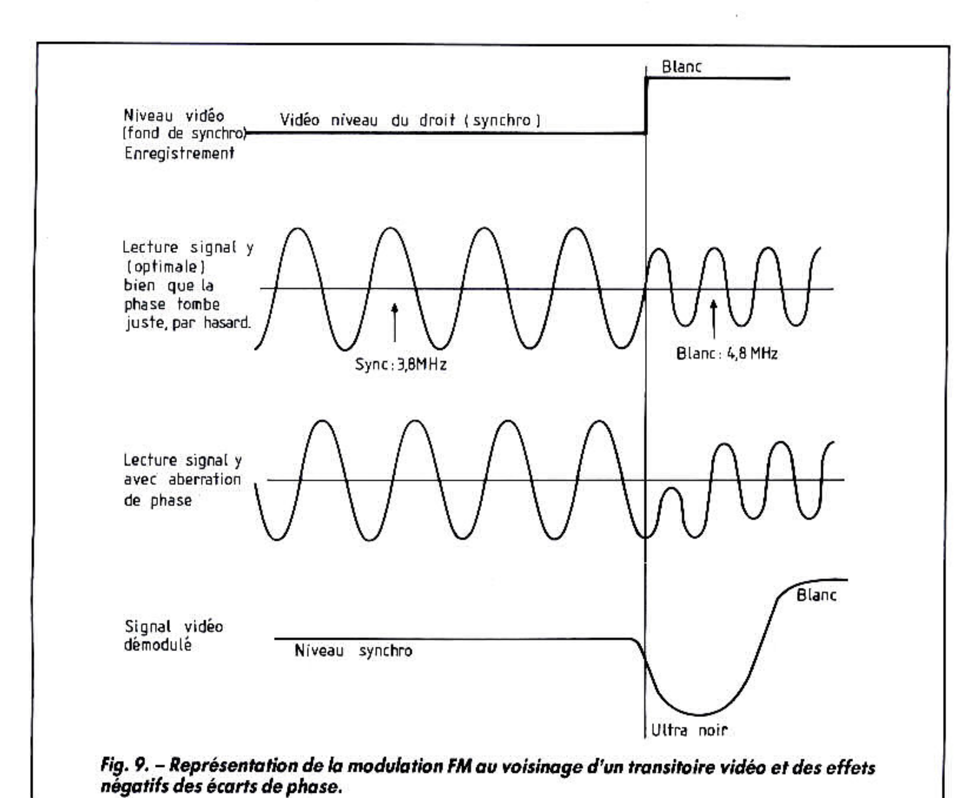


Fig. 9. – Représentation de la modulation FM au voisinage d'un transitoire vidéo et des effets négatifs des écarts de phase.

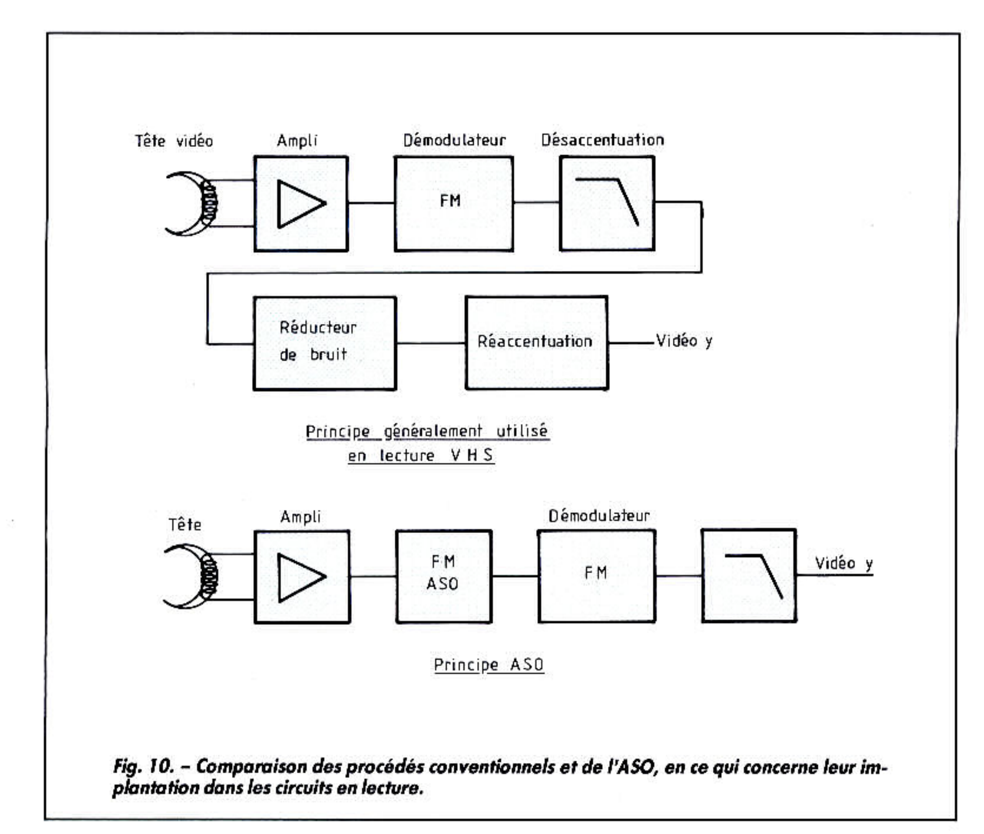


Fig. 10. – Comparaison des procédés conventionnels et de l'ASO, en ce qui concerne leur implantation dans les circuits en lecture.

mal ou mode IHQ. Dans ce dernier cas, c'est la section de réduction de bruit adaptative qui entre en service.

Compatibilité

Akaï recommande pour l'exploitation de ce système l'usage de cassettes HG de marque, en E-180, les E-240 HG ne pouvant quelquefois pas atteindre les caractéristiques requises. Les meilleurs résultats seraient obtenus avec des supports S-VHS ou « Pro ». Les cassettes enregistrées sur une machine IHQ peuvent être reproduites sur tout magnétoscope VHS.

Le procédé ASO de Nokia-Océanic

Tout le IHQ, l'ASO (Active Sideband Optimum, nous verrons la raison de cette appellation) travaille aussi sur le signal FM enregistré sur la bande vidéo. C'est un circuit développé et breveté par Nokia Unterhaltungselectronik (Pforzheim, RFA). C'est un procédé totalement compatible avec la norme VHS et susceptible de travailler efficacement sur des supports magnétiques de qualité variable.
La dénomination ASO vient du fait que la modulation FM génère des bandes latérales dans le spectre de fréquences enregistré sur la bande et que l'une d'entre elles, la supérieure, est supprimée à cause des caractéristiques de transfert de la bande. Pour la norme VHS, l'excursion FM se situe entre 3,8 et 4,8 MHz (fond du top de synchro et niveau du blanc). On peut en calculer (comme dans le cas d'une modulation AM) les limites, respectivement inférieure et supérieure des bandes latérales inférieure et supérieure, soit :

Fréquence FM min	3,8 MHz
– Fréquence vidéo max	– 3 MHz
= Lim BLI	0,8 MHz

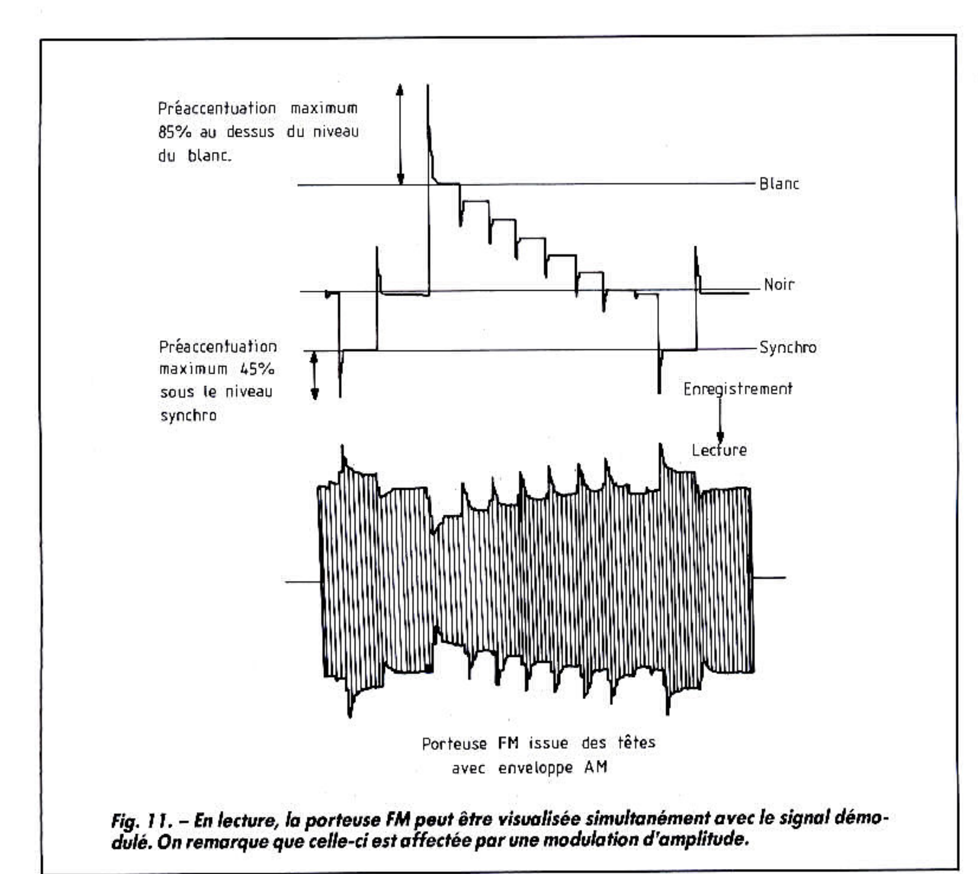


Fig. 11. – En lecture, la porteuse FM peut être visualisée simultanément avec le signal démodulé. On remarque que celle-ci est affectée par une modulation d'amplitude.

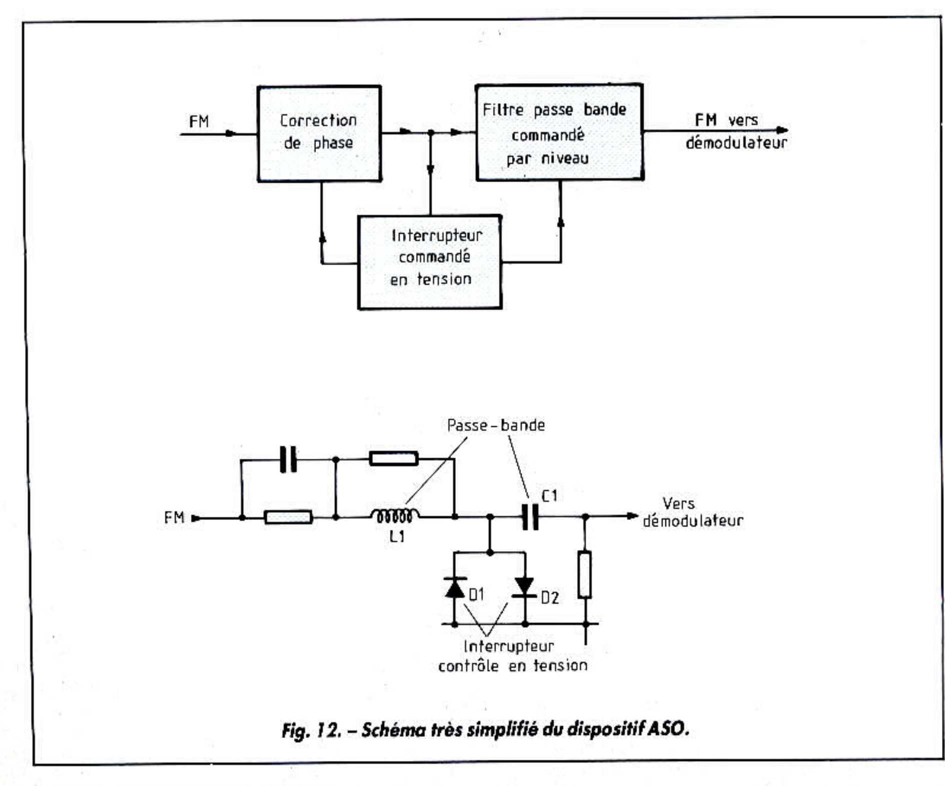


Fig. 12. – Schéma très simplifié du dispositif ASO.

et

Féquence FM max	4,8 MHz
+ Fréquence vidéo max	+ 3 MHz
= Lim BLS	7,8 MHz

La technique actuelle (bande, têtes, vitesse relative) ne permet pas de tout enregistrer, ce spectre étant situé entre 0,8 et 7,8 MHz. Seule la bande latérale inférieure est presque totalement reproduite. On peut tenter, par une suramplification sélective, de retrouver en lecture le contenu de la bande latérale supérieure. Mais cela remonte considérablement le bruit de bande et des amplis de lecture. On peut, à l'enregistrement, préaccentuer les fréquences vidéo les plus élevées. Mais on s'aperçoit (fig. 9) que, en lecture, des aberrations de phase du signal FM dégradent alors les transitoires. De même, Nokia fait remarquer le problème posé par le seuil fixe des réducteurs de bruit, qui mangent les détails des bons enregistrements et laissent parfois passer le bruit des cassettes de location.

Le principe de l'ASO

L'ASO est implanté, comme le montre la figure 10 dans sa partie inférieure, dans le trajet du signal FM et n'agit pas sur le signal démodulé. Il n'y a pas, comme sur le magnétoscope type Digicontrol 3929 (sous la marque ITT) de circuit réducteur de bruit au niveau du signal vidéo.

L'ASO travaille essentiellement sur la bande latérale inférieure du signal FM et corrige, avant démodulation, les écarts de temps de propagation de groupe et les déphasages.

Pour être concret, il faut savoir que lorsque l'on démodule en FM avec une fréquence porteuse proche du maximal de la fréquence vidéo, la réponse aux transitoires est particulièrement critique. En effet, du-

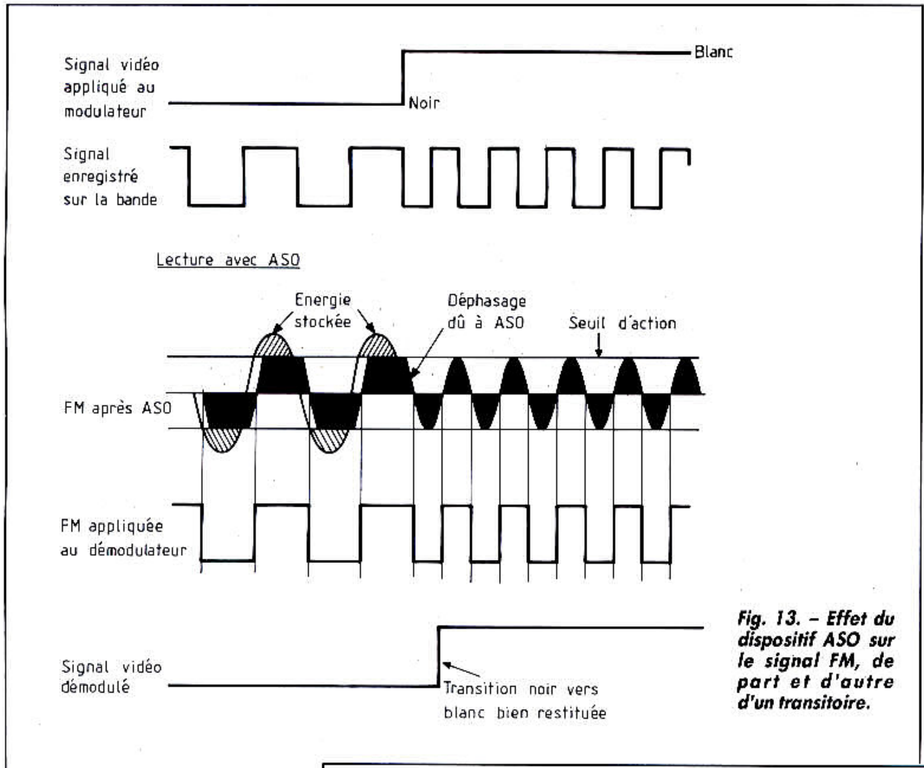


Fig. 13. – Effet du dispositif ASO sur le signal FM, de part et d'autre d'un transitoire.

En lecture, on recueille le signal FM avec une amplitude, au niveau des têtes, voisine de 150 μV. Après amplification de 60 dB, on dispose d'un signal de 150 mV environ. L'amplitude de ce signal FM n'est pas constante, mais, si on observe ce signal à l'oscilloscope, on remarque que son enveloppe reproduit le signal modulé, un peu comme en AM (fig. 11). L'ASO comprend donc un circuit de détection de niveau qui pilote un système de correction de phase. Il s'agit d'un réseau RLC non linéaire, qui réagit à la fréquence et au niveau. Il apparaît en figure 12
Pour simplifier l'explication du fonctionnement, considérons les demi-ondes du signal FM incident. L'énergie de chacune d'elles sera temporairement stockée dans l'inductance L1, et réapparaîtra en sortie avec un certain retard. Cela selon le niveau du signal, le seuil d'action du dispositif étant fixé par celui des deux dio-

rant la modulation, le moindre écart de luminance est traduit quasi instantanément en déviation de fréquence (au plus en une durée égale à la période de la porteuse FM). En revanche, en lecture, les transitoires nécessitent, pour leur restitution, plusieurs périodes du signal FM. D'où traînage et manque de contraste.

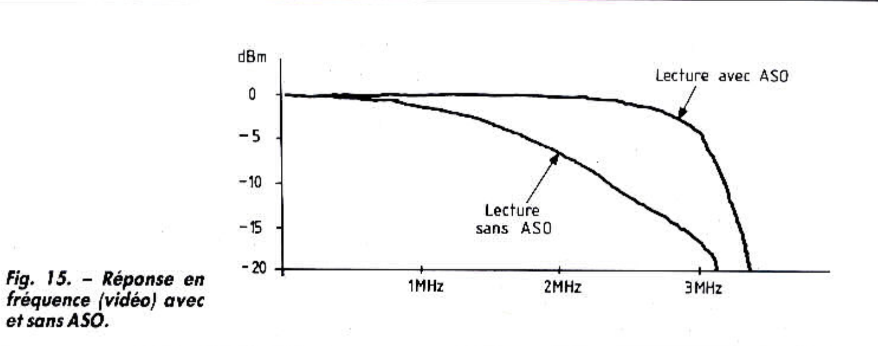


Fig. 15. – Réponse en fréquence (vidéo) avec et sans ASO.

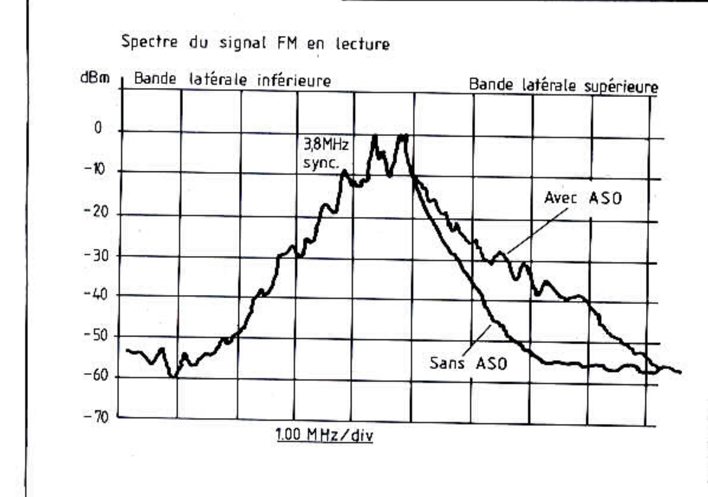


Fig. 14. – Spectre du signal FM, avant démodulation, avec et sans ASO.

des D_1 et D_2 montées tête-bêche. Le condensateur C_1 et l'inductance L_1 forment un circuit résonnant plus ou moins amorti. L'amortissement est élevé pour les hauts niveaux de signal, quand D_1 et D_2 conduisent. Il est faible pour les niveaux inférieurs au seuil des diodes.

Supposons que le signal soit de faible amplitude. Le seuil des diodes n'est pas dépassé et une impédance relativement élevée charge le circuit RLC. Le courant de sortie est faible, l'inductance ne stocke pas (pratiquement) d'énergie. Si le signal FM est à basse fréquence et haut niveau, les

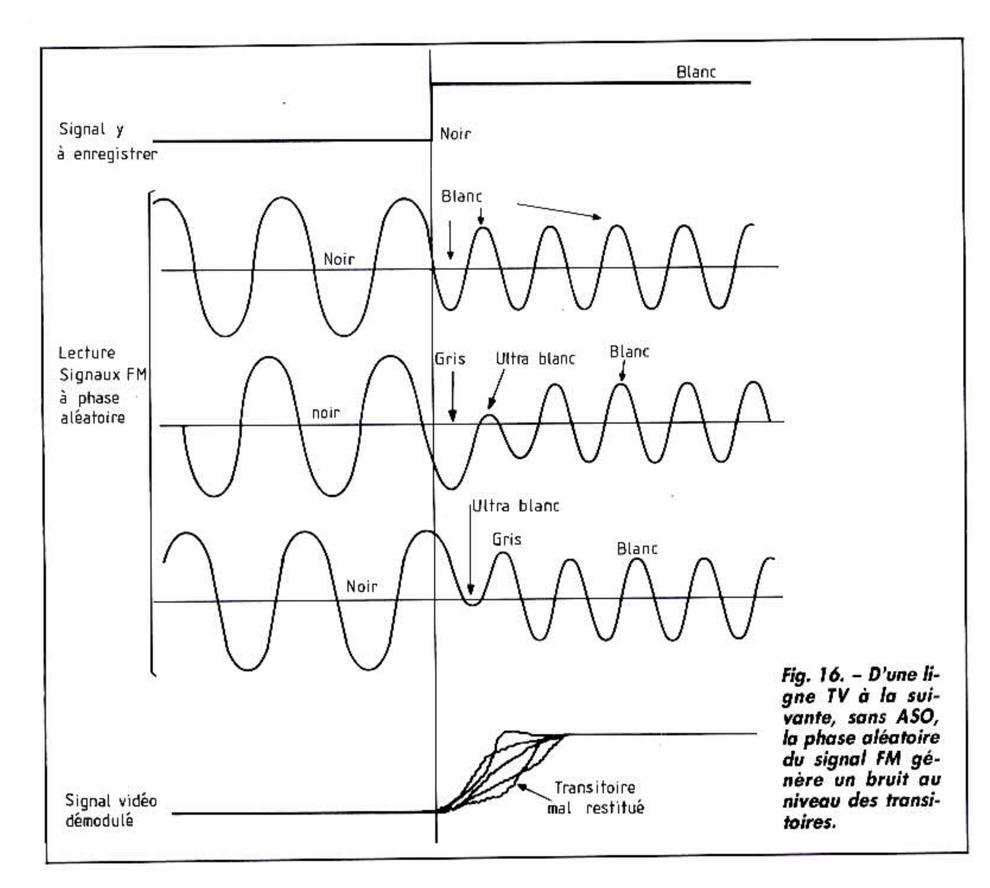


Fig. 16. – D'une ligne TV à la suivante, sans ASO, la phase aléatoire du signal FM génère un bruit au niveau des transitoires.

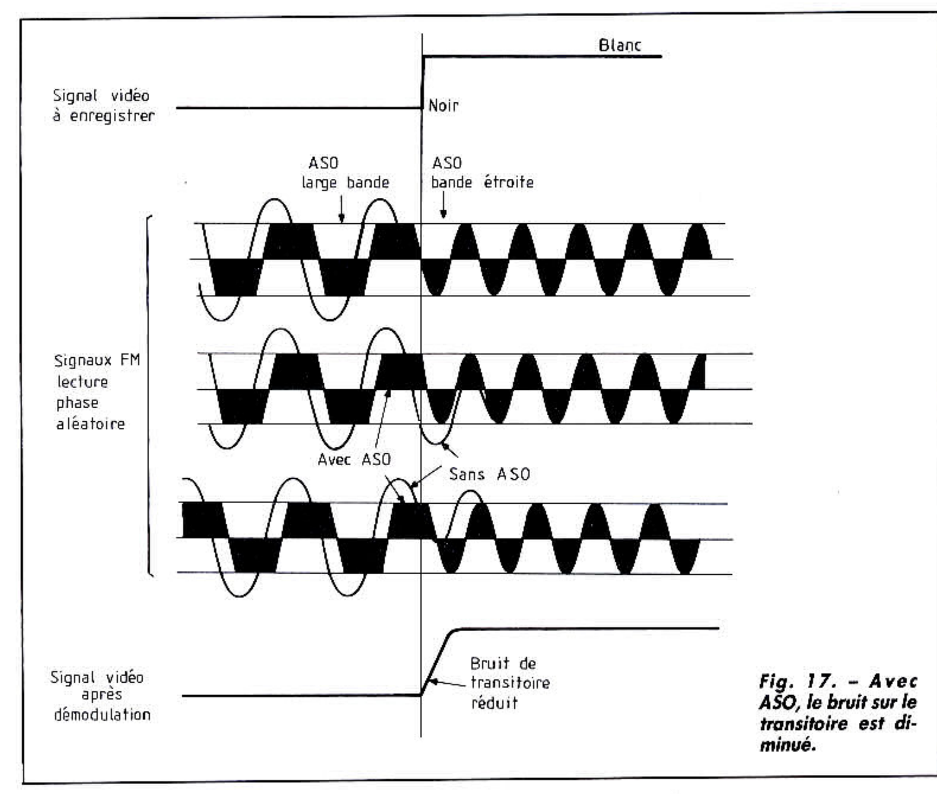


Fig. 17. – Avec ASO, le bruit sur le transitoire est diminué.

diodes conduisent, réduisant l'impédance de sortie, et provoquant un stockage d'énergie dans l'inductance et un déphasage retard (fig. 12).
Si le signal est à fréquence élevée et niveau bas, les diodes ne conduisent pas, et il n'apparaît pratiquement pas de déphasage.
La figure 14 montre l'effet de l'ASO sur le spectre FM restitué, mettant en évidence une remontée du niveau de la bande latérale supérieure (signal FM). La figure 15 montre quant à elle la réponse en fréquence vidéo avec et sans ASO (en lecture).
L'effet de l'ASO sur les transitoires de luminance est illustré en figures 16 et 17. La figure 16 montre, d'une part, que le signal FM ne possède pas une phase définie et conservée à chaque ligne TV et que la modulation FM à indice faible introduit des aberrations de phase aléatoires à chaque transitoire. La figure 17 montre comment ASO rétablit une certaine cohérence de phase, d'une part, de part et d'autre du transitoire et, d'autre part, d'une ligne à l'autre. Cela réduit, visuellement sur l'écran, le bruit dont sont affectés les transitoires.

Conclusion

ASO, Intelligent HQ, telles étaient les dernières innovations apportées au VHS par Océanic et Akaï, que nous avons découvertes au cours des essais de magnétoscopes (104 modèles, dans notre numéro de novembre 1990). Ces procédés sont totalement compatibles avec le VHS standard, dont ils tirent la quintessence. L'allusion faite, par les deux fabricants, à l'utilisation de cassettes S-VHS avec ces produits laisse présager des axes de recherche futurs, visant à promouvoir ce type de support pour les machines « standard » (elles remplaceraient alors les cassettes High Grade), voire rendre ces magnétoscopes VHS compatibles, en lecture seulement, avec les enregistrements effectués selon le standard S-VHS.

G. L.